НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ»

Радіотехнічний факультет
(повна назва інституту/факультету)

Кафедра радіоконструювання та виробництва радіоапаратури
(повна назва кафедри)

«На правах рукопису»
УДК 621.396.674

«До захисту допущено»
Завідувач кафедри
_____ Є.А.Нелін
(підпис) (ініціали, прізвище)
“___” _____ 2015 р.

Магістерська дисертація

на здобуття ступеня магістра

зі спеціальності 8.05090203 Інтелектуальні технології мікросистемної
(код і назва)
радіоелектронної техніки

на тему: Антени на основі тривимірних неоднорідностей для телекомунікаційних технологій

Виконав : студент 6 курсу, групи РІ-31М
(шифр групи)
Корнійчук Максим Васильович
(прізвище, ім’я, по батькові) (підпис)

Науковий керівник доц., каф. КІВРА. к.т.н. Назарько А.І _____
(посада, науковий ступінь, вчене звання, прізвище та ініціали) (підпис)

Консультант Охорона праці к.т.н. доц. Каштанов С.Ф _____
(назва розділу) (науковий ступінь, вчене звання, , прізвище, ініціали) (підпис)

Рецензент доц., каф. ТОР. к.т.н. Мартинюк С.Є _____
(посада, науковий ступінь, вчене звання, прізвище та ініціали) (підпис)

Засвідчую, що у цій магістерській дисертації немає запозичень з праць інших авторів без відповідних посилань.
Студент _____
(підпис)

Київ – 2015 року

М. В. Корнійчук, КІВРА 2015

М. В. Корнійчук, КіВРА 2015

М. В. Корнійчук, КіВРА 2015

РЕФЕРАТ

Магістерська дисертація: 104 с., 71 рис., 3 табл., 1 додаток, 32 джерела.

Об’єкт дослідження — електромагнітні кристали та структури на їх основі.

Предмет дослідження — антени на основі тривимірних електромагнітнокристалічних неоднорідностей.

Мета роботи — використання тривимірних електромагнітнокристалічних неоднорідностей в структурі антен Wi-Fi діапазону для покращення характеристик антен.

Методи дослідження — метод скінчених інтегралів, числовий метод тривимірного електромагнітного аналізу, метод періодичної лінії передачі, метод моделі з зосередженими елементами.

В роботі було розглянуто сучасні мікросмужкові антенні рішення та структури, що покращують характеристики мікросмужкових антенних пристроїв, серед яких двовимірні структури та тривимірні структури. Значну увагу приділено впровадженню тривимірних структур в антенну техніку. Виконано та проаналізовано математичну модель антени з використанням тривимірних структур. Досліджено вплив залежності ефективної діелектричної проникності матеріалу основи на характеристики антенних пристроїв. Отримані результати дослідження дають змогу значно покращити характеристики мікросмужкових антен, а саме, суттєво збільшити значення коефіцієнта відбиття, розширити робочу смугу частот, збільшити коефіцієнт підсилення антени та зменшити її розміри.

Оскільки ця тема є досить актуальною на сьогоднішній день, результати даної роботи можуть бути використані у подальших наукових дослідженях.

МІКРОСМУЖКОВІ АНТЕНИ, СТРУКТУРИ З ПОРУШЕНИМ ШАРОМ ЗАЗЕМЛЕННЯ, ПЕРІОДИЧНІ СТРУКТУРИ, ЕЛЕКТРОМАГНІТНІ КРИСТАЛИ, ЕЛЕКТРОМАГНІТНОКРИСТАЛІЧНІ НЕОДНОРІДНОСТІ

М. В. Корнійчук, КІВРА 2015

ABSTRACT

Master dissertation, 105 p., 71 fig. 3 tab., 1 application, 32 source.

Object of research — electromagnetic crystals and structures based on them.

Subject of research — based three-dimensional antenna electromagnetically crystal irregularities.

Purpose of work — the use of three-dimensional electromagnetic-crystal inhomogeneities in the structure of the antenna Wi-Fi range to improve performance antennas.

Research methods - the method of finite integrals, numerical method of three-dimensional electromagnetic analysis method Periodic transmission line model method of lumped elements.

The work was considered modern microstrip antenna solutions and structures that improve the characteristics of microstrip antennas, including two-dimensional and three-dimensional structure structure. Special attention is paid to the introduction of three-dimensional structures in antenna technology. Done and analyzed a mathematical model using three-dimensional antenna structures. The influence of the dependence of the effective dielectric constant of the material foundations of the characteristics of the antenna devices. The results of research allow to significantly improve the characteristics of antennas, namely, to significantly increase the coefficient of reflection, to extend the working bandwidth increase antenna gain and reduce its size.

As this topic is very relevant today, the results of this study can be used in further research.

MICROSTRIP ANTENNA, DGS, PERIODIC STRUCTURE, ELECTROMAGNETIC CRYSTAL, ELECTROMAGNETICALLY CRYSTAL IRREGULARITIES.

М. В. Корнійчук, КІВРА 2015

ЗМІСТ

ВСТУП 8

1 ВИКОРИСТАННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ СТРУКТУР В АНТЕННІЙ ТЕХНІЦІ 9

1.1 Історія розвитку електромагнітних структур 9

1.2 Штучні періодичні структури 13

1.3 Структури з порушеним шаром заземлення 16

1.4 Конструкції антен на основі електромагнітних структур 20

1.5 Конструкції антен з порушеним шаром заземлення 26

1.6 Порівняння грибоподібних та планарних конструкцій 28

1.7 Висновки 30

2 МЕТОДИ ТА ПОБУДОВА МІКРОСМУЖКОВИХ WI-FI АНТЕН 31

2.1. Методи аналізу електромагнітних структур 31

2.2 Основні характеристики мікросмужкових антен 33

2.3 Розрахунок параметрів мікросмужкових антен 36

2.4 Алгоритм проектування мікросмужкових випромінювачів 40

2.5 Основні стандарти Wi-Fi та його робота 43

2.5.1 Стандарт IEEE 802.11a 44

2.5.2 Стандарт IEEE 802.11g 45

2.5.3 Стандарт IEEE 802.11n 46

2.5.4 Стандарт IEEE 802.11ac 50

2.6 Конструкції типових Wi-Fi антен 53

2.7 Висновки 61

3 ПРОЕКТУВАННЯ ТА РОЗРАХУНКИ WI-FI АНТЕНИ 62

3.1 Розрахунок мікросмужкової антени 62

М. В. Корнійчук. КІВРА 2015

3.2 Впровадження тривимірних неоднорідностей в мікросмужкову антену 68

3.3 Дослідження впливу періодичних ЕК неоднорідностей в мікросмужковій антені 71

3.4 Висновки 81

4 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА У НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ 82

4.1 Визначення основних потенційно шкідливих та небезпечних виробничих факторів при виконанні науково – дослідної роботи 82

4.2 Технічні рішення та організаційні заходи з безпеки і гігієни та виробничої санітарії при виконанні науково-дослідницької роботи 83

4.2.1 Оцінка негативного впливу електромагнітного випромінювання радіочастотного діапазону та заходи безпеки 83

4.2.2 Електробезпека 86

4.3 Безпека в надзвичайних ситуаціях 88

4.3.1 Вимоги що до організації ефективної роботи системи оповіщення та евакуації виробничого персоналу у разі виникнення надзвичайної ситуації 89

4.3.2 Обов’язки та дії персоналу у разі виникнення надзвичайної ситуації 91

4.3.3 Пожежна безпека 92

ВИСНОВКИ 95

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ 96

Додаток А 100

М. В. Корнійчук, КІВРА 2015

ВСТУП

Зі стрімким зростанням технологій постає потреба у підвищені ефективності антенних пристроїв. До початку 21-го століття в галузі антенних технологій мікросмужкові пристрої значною мірою не розвивались. Питання пошуку та дослідження нових шляхів підвищення ефективності було порушено в різних підходах, серед яких такі технології, як кристалоподібні структури (КС, англ. crystal-like structures, CSs), електромагнітні структури з забороненою зоною (англ. electromagnetic band-gap, EBG), та періодичні неоднорідності на заземленій поверхні мікросмужкових пристроїв (англ. periodic defected ground structures, periodic DGSs. Все це електромагнітні неоднорідності, які широко використовуються останнім часом в світі. Також їх можна умовно розділити на двовимірні та тривимірні неоднорідності, двовимірні неоднорідності це ті, які виконуються в шарі заземлення, а тривимірні неоднорідності, як в шарі заземлення, так і самому діелектрику. Вони представляють значний інтерес через притаманні їм специфічні властивості, що використовуються для задач селекції сигналів і також набувають популярності у використані в антенній техніці.

На сьогоднішній день можна зустріти все більше й більше пристроїв телекомунікації, для яких зі зростанням технологій постає потреба вдосконалення антен, зокрема Wi-Fi, GSM, WiMAX та в антенах інших широко розповсюджених бездротових технологіях. Про актуальність досліджень в цій галузі говорить популярність цих технологій, що стала очевидною з огляду на усі переваги бездротового зв'язку. Зокрема, значної мобільності пристроїв та стрімкого зростання швидкостей, що наближаються до тих, що забезпечують дротовий зв'язок.

В умовах сучасності електромагнітнокристалічні неоднорідності є досить дослідженими в пристроях фільтрації, де продемонстрували свої надзвичайні властивості в покращенні характеристик. Для задач антенної техніки ці структури ще не були досліджені, тому в роботі буде досліджено, як впливають тривимірні структури на характеристики антени та буде пояснено, чи варто робити дослідження в цій галузі.

М. В. Корнійчук, КІВРА 2015

1 ВИКОРИСТАННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ СТРУКТУР В АНТЕННІЙ ТЕХНІЦІ

1.1 Історія розвитку електромагнітних структур

Вперше в кінці 80-х років Е. Яблоновічем (Eli Yablonovitch) та С.Джоном (Sajeev John) запропоновані фотонні кристали (ФК) (англ. - photonic crystals, PC). Такі структури утворені періодичною варіацією матеріалів з різними діелектричним константами (показниками заломлення), що спричиняє появу заборонених зон (ЗЗ) в певному напрямку або в усіх напрямках.

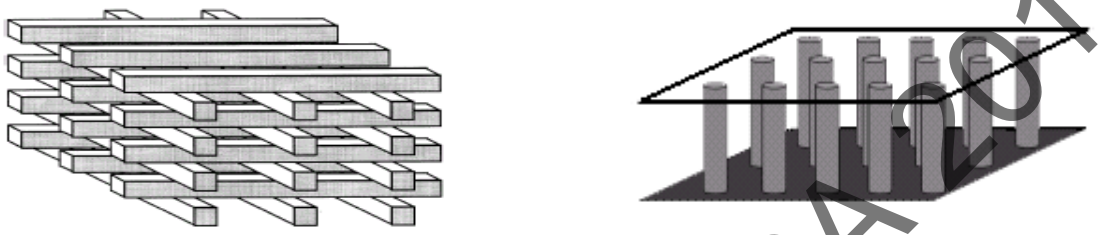
В середині 90-х років почалися розробки ФК радіодіапазону. Первісно такі структури використовувалися для моделювання і дослідження властивостей оптичних ФК, в складних у конструктивно-технологічному відношенні і були виконані масштабуванням структури оптичного діапазону. Аналогія поперечних електромагнітних хвиль оптичного діапазону і квазіпоперечних хвиль (квазі-ТЕМ хвиль) в коаксіальних лініях та мікросмужкових лініях, а також передумови появи таких структур, сприяли інтеграції термінів оптичного діапазону в НВЧ-діапазон. Так, фотонні кристали радіодіапазону почали називати електромагнітними кристалами (ЕК), а термін ЗЗ почали використовувати для позначення смуг подавлення амплітудно-частотних характеристик (АЧХ) пристроїв на їх основі.

ЕК утворені неоднорідностями в регулярній лінії розміщені вздовж напрямку поширення електромагнітних хвиль. Зонний характер у фотонних кристалах обумовлений наявністю шарів з різними показниками заломлення, а в ЕК дозволені і ЗЗ формуються в результаті багатократного відбиття електромагнітних хвиль від меж неоднорідностей створених в регулярній МСЛ. На відміну від традиційних неоднорідностей МСЛ, ЕК-неоднорідності суттєво в більшій мірі впливають на хвилю.

Один з різновидів виконання таких структур - мікросмужкові ЕК – які дозволяють значно поліпшити характеристики пристроїв. На рис. 1.1, *а* показано металевий 3D (англ. 3-dimensional, обємний має три осі) ЕК, що має

М.В. Корнійчук, КІВРА 2015

просту тетрагональну структуру, кристалічна комірка якого утворена металевими брусками суміжних шарів (розміри бруска: ширина 0,8 мм, товщина 2,5 мм, довжина 120 мм, відстань між центрами суміжних паралельних брусків 7,6 мм). ЗЗ такого ЕК розташована в діапазоні від нуля до 20 ГГц. ЕК, показаний на рис. 1.1 *б* утворений діелектричними стрижнями, розташованими між провідними площинами.



а б

Рисунок 1.1 − Перші ЕК для радіохвиль

Такі структури було запропоновано використовувати в якості: основ планарних антен для підвищення їх ефективності; відбивачів для забезпечення широкої і глибокої смуги подавлення; пристроїв фільтрації гармонік для збільшення вихідної потужності та коефіцієнту корисної дії підсилювачів; об’ємних резонаторів. До недоліків слід віднести складність виконання таких структур та великі розміри по відношенню до довжин хвиль. Для зменшення розмірів було запропоновано використання метало-діелектричних конструкцій.

В кінці 90-х дослідження сконцентрувалися на таких структурах, які можуть бути включені в регулярні планарні лінії. Основоположником в цьому напрямі вважається професор Татсуо Іто (Tatsuo Itoh) з Каліфорнійського університету в Лос-Анджелесі, який, використовуючи цю аналогію, запропонував сформувати ЕК на основі мікросмужкової лінії МСЛ. Цей ЕК складався з періодичних висвердлених наскрізних отворів в основі МСЛ з можливістю заповнення їх різними матеріалами або повітрям рис.1.2. Отвори розташовано під смужковим провідником. Більш детально пристрій на основі цього ЕК буде розглянуто далі.

М.В. Корнійчук, КІВРА 2015

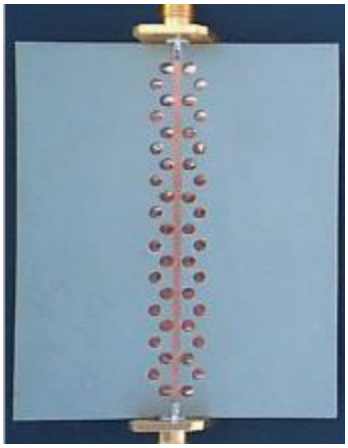
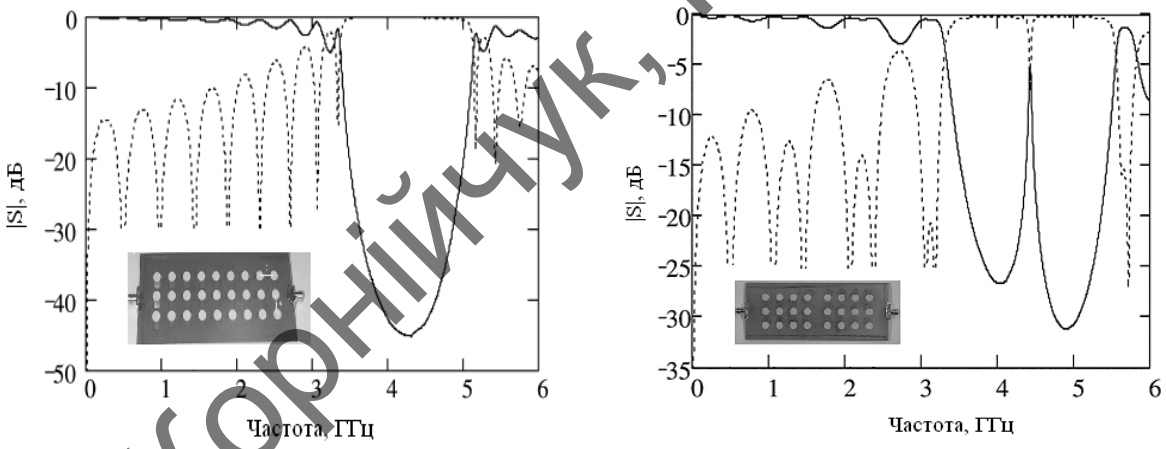


Рисунок 1.2 − ЕК на основі МСЛ запропонований професором *Tatsuo Itoh*

Отримати ширшу і глибшу ЗЗ можливо шляхом витравлення періодичних отворів різної форми 4 (рис. 1.3, а, б) в заземленому шарі металізації МСЛ безпосередньо під смужковим провідником.



а б

Рисунок 1.3 − 2D конструкції (а, б) і їх частотні характеристики

Для лінії з розподіленими параметрами хвильовий імпеданс визначається:

$$Z = \sqrt{L / C}$$

де *L*, *C* — погонні індуктивність та ємність. Контури струму на межах отвору підвищують індуктивність, що в свою чергу підвищує хвильовий імпеданс. Для традиційних витравленних *ЕК*-неоднорідностей (рис. 1.3, б)

М. В. Корнійчук, КІВРА 2015

максимальне значення хвильового імпедансу становить приблизно 200 Ом, що відповідає $\rho \approx 4$, а характеристика проходження має широку смугу подавлення. У порівнянні з ЕК-неоднорідностями з рис. 1.3, а такі неоднорідності простіші у виготовленні і мають високу повторюваність результатів.

Структури з більш складними, ніж отвори, неоднорідностями в заземленій поверхні — defected ground structures (DGS) — являють собою періодичну або неперіодичну послідовність неоднорідностей, витравлених в заземленій поверхні МСЛ. Базовий елемент, розташований перпендикулярно до смужкового провідника, складається з двох секцій різної форми (найчастіше — прямокутних), з'єднаних між собою рис. 1.3. Характерною особливістю таких неоднорідностей є ефект уповільнення хвилі. Як відомо, швидкість поширення електромагнітних хвиль для лінії з розподіленими параметрами визначається за формулою:

$$v = 1/\sqrt{LC}$$

Ефект сповільнення хвилі обумовлений підвищенням еквівалентної індуктивності *L*.

Подібні неоднорідності еквівалентні паралельному резонансному контуру, що приводить до формування вузької смуги подавлення режекторного типу. Такі структури моделюють еквівалентними схемами на основі зосереджених елементів, що спрощує процес їх проектування. Проте процес моделювання ускладнюється через випромінюючі властивості DGS неоднорідностей — фактично такі неоднорідності є щілинними антенами.

Такі неоднорідності розширюють функціональні можливості ЕК. Застосовують їх для проектування фільтрів (рис. 1.3, а), підсилювачів потужності, подільників , мікрохвильових генераторів (рис. 1.3, б) , ліній передачі, суматорів та в мікросмужкових антенах .

Описані вище неоднорідності мають обмежене значення ρ (ρ≈4), таким чином, для формування заданих характеристик ЕК необхідна значна кількість неоднорідностей, що збільшує габаритні розміри пристроїв.

М. В. Корнійчук. КІВРА 2015

1.2 Штучні періодичні структури

Періодичні структури аналогічні природнім кристалічним структурам (КС). Ці структури складають основу нових різноманітних інтегральних пристроїв обробки сигналів. Серед КС найбільший розвиток отримали напівпровідникові надґрати для електронів, такі як хвилі де Бройля, фотонні кристали для електромагнітних хвиль та фононні кристали для пружніх хвиль. В таких структурах в результаті інтерференції відбитих хвиль формуються частотні смуги, в межах яких хвилі поширюватися не можуть (зворотні зв'язки енергії для електронів, та фононні зворотні зв'язки). Така частотна фільтрація дозволяє керувати проходженням хвиль в КС, що забезпечує значні можливості в обробці сигналів.

У КС пропускання хвиль обумовлене резонансним проходженням в дозволених зонах і тунелюванням в заборонених. Ці ефекти забезпечують гранично можливий діапазон керування хвилями: від повного пропускання до майже повного не пропускання[1]. В пристроях (ЕК) виконують двовимірні неоднорідності на заземленій або сигнальній поверхнях. Ефективність ЕК-неоднорідності визначається відношенням імпедансів неоднорідної і однорідної областей. Частотну вибірність ЕК визначає його зонна ефективність, яку визначимо відношенням:

$$\rho = Z / Z_0$$

де Z – хвильовий імпеданс неоднорідної області; Z_0 – хвильовий імпеданс однорідної області (зазвичай, 50 Ом). Відомі ЕК-неоднорідності лише високоімпедансні і лише вдвічі підвищують максимальне значення імпедансу порівняно з традиційними мікросмужковими лініями, що забезпечують імпеданси в діапазоні ~ 20...100 Ом. Як показали дослідження [2], тривимірні високоімпедансні та низькоімпедансні ЕК-неоднорідності дозволять значно розширити діапазон імпедансів (~5...500 Ом), що суттєво підвищить ефективність ЕК-пристроїв[2].

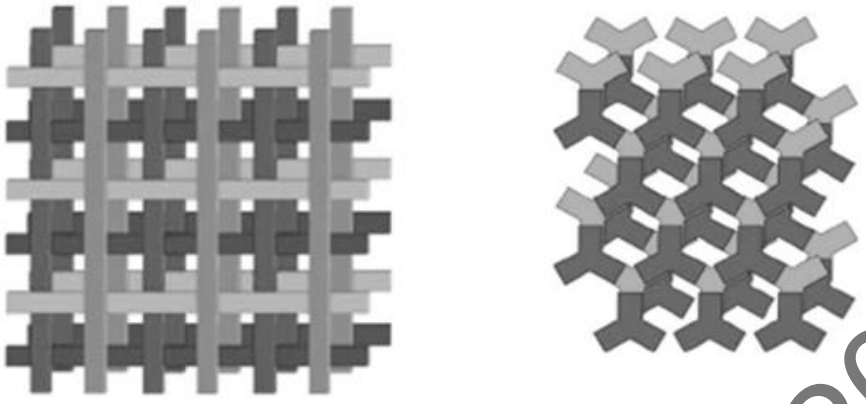
М. В. Корнійчук, КВРА 2015

Аналогічно до кристалів, де періодичні масиви атомів створюють групи зон, в яких поширення фотонів заборонено, КС є періодичні структури які складаються з періодичних макроскопічних чарунок. Ці періодичні структури можуть працювати в широкому частотному діапазоні електромагнітного спектру. Структури з електромагнітними забороненими зонами (англ. electromagnetic band-gap, EBG) називаються періодичні структури, які забороняють поширення електромагнітних хвиль НВЧ або хвиль міліметрових діапазонів частот. Завдяки своїй масштабованості, були досягнуті успіхи використання EBG структур в широких діапазонах частот, а також з інфрачервоними полями.

Унікальною особливістю EBG структур є наявність зон, в яких електромагнітні хвилі не поширюються. Вони широко застосовується в якості основ у плоских колах НВЧ, в антенах для придушення поверхневих хвиль і у підсилювачах потужності, щоб зменшувати амплітуди гармонік. Введення плоских структур EBG, в яких періодичні елементи витравлювалися у шарі заземлення спростив процес виготовлення періодичних структур заборонених зон при збереженні потрібного рівня керування поширенням хвиль у структурі. Єдиним недоліком плоских структур є те, що за допомогою них не можливо реалізувати *3D* EBG структури, де група зон існує у всьому *3D*-просторі. Тим не менш, плоскі EBG структури значною мірою сумісні з мікросмужковими лініями і впливають на процес розробки та виробництва мікросмужкових конструкцій.

Електромагнітні структури з забороненою зоною є штучними періодичними іноді неперіодичними об'єктами, в яких поширюються електромагнітні хвилі у заданому діапазоні частот для всіх кутів падіння хвилі і всіх її типів поляризації. EBG структури зазвичай реалізуються періодично розташованим діелектричним матеріалом або металевими провідниками. Загалом, вони можуть бути розділені на три групи відповідно до їх геометричної конфігурації: тривимірні об'ємні структури, двовимірні плоскі поверхні , одномірні лінії.

М. В. Корнійчук, КІВРА 2015



а б

Рисунок 1.4 − Дві 3-D EBG структури

На рис. 1.4 представлено дві 3-D EBG структури: структуру (а) що складається з квадратних діелектричних решіток і структуру (б) з багатошаровими металевими трьохніжками.

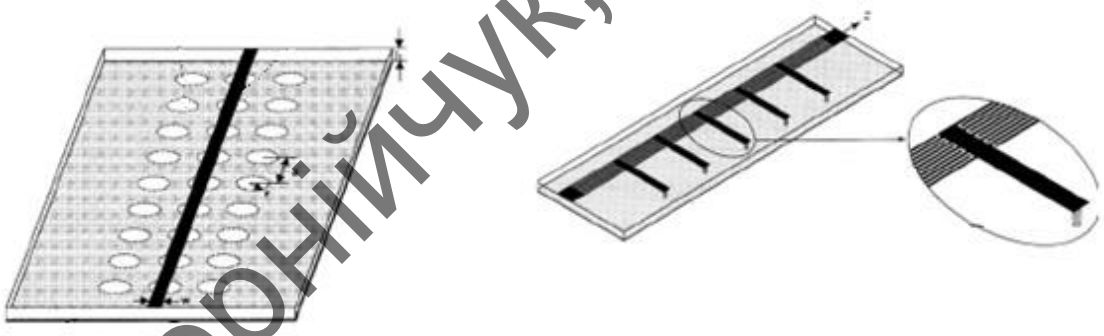
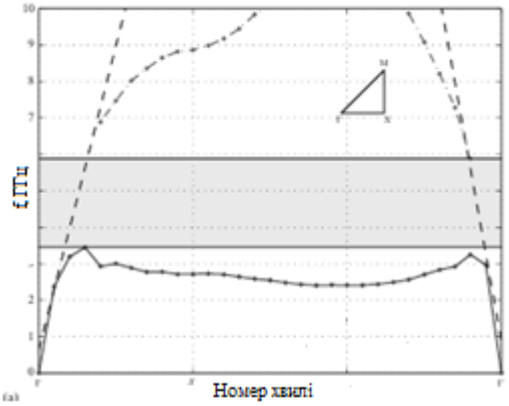


Рисунок 1.5 − Одновимірна EBG лінія пропускання

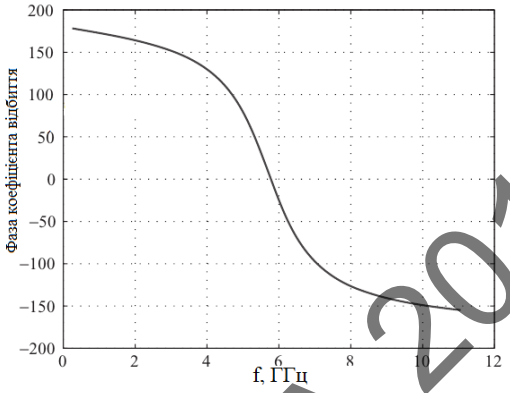
На рис. 1.5 показана одновимірна EBG лінія пропускання. Будемо розглядати 2-D EBG поверхні, оскільки вони мають такі переваги: низький профіль, легкі, і низька вартість, виготовлення і широко використовуються в антенній техніці. Планарні поверхневі EBG змінюють електромагнітні властивості хвиль по відношенню до падаючих електромагнітних хвиль − коли падаюча хвиля є поверхневою, то на EBG структурі відбувається розрив смуги частот, через який поверхнева хвиля не може поширюватися за будь

М. В. Корнійчук, КІВРА 2015

яких кутів падіння і поляризаційних станів. Типова дисперсійна характеристика наведена на рис. 1.6 а.



а



б

Рисунок 1.6 − Дисперсійна діаграма EBG структури (а) та частотна залежність коефіцієнта відбиття від частоти (б)

Якщо падаюча хвиля є плоскою то на EBG структурі змінюється фаза відбиття в залежності від частоти, як показано на рис. 1.6 б.

1.3 Структури з порушеним шаром заземлення

Порушення в шарі заземлення змінює характеристики лінії передачі, наприклад ємність лінії та її індуктивність. Таким чином, будь-яке порушення, що створюється в шарі заземлення мікросмужкової структури, може призводити до збільшенню ефективної ємності чи індуктивності лінії.

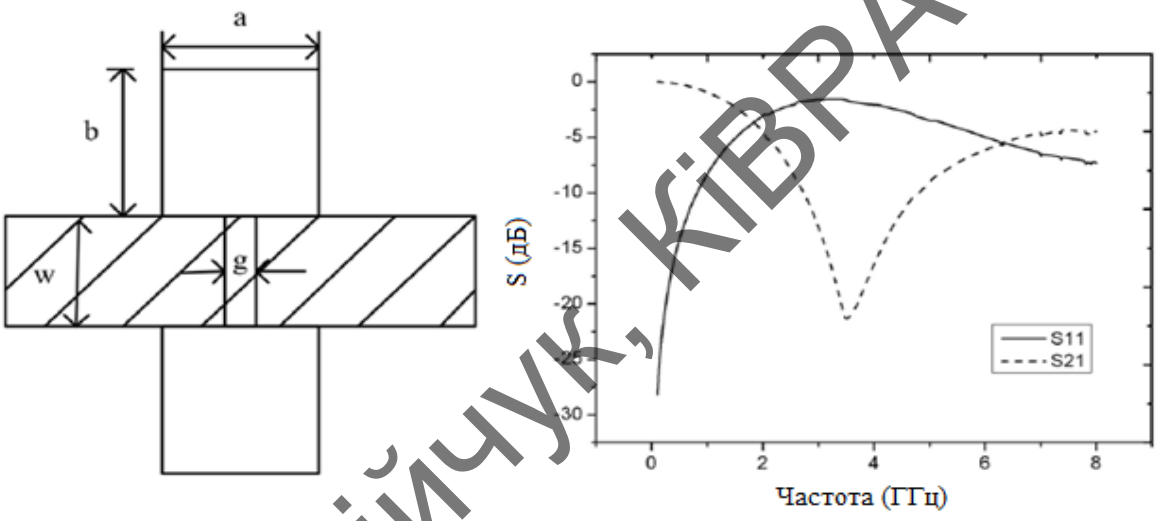
Гантелеподібна *DGS* складена з двох $a \times b$ прямокутних областей, проміжку розміром $g \times w$ та вузького сполучного прорізу у металевому шару заземлення тильної сторони, як показано на рис. 1.7. (а). Це одна з найперших із запропонованих *DGS* структур[3]. На рис. 1.7 (б) зображенні S-параметри, отримані у результаті моделювання гантелеподібної *DGS*. *DGS* мають характеристики заборонених зон, ефект сповільнення хвиль (*slow-wave effect*) і високий імпеданс. Серед переваг *DGS* над *PBG* слід відмітити наступні:

М. В. Корнійчук, КІВРА 2015

1) Розмір який займає структура зменшується, адже лише декілька елементів *DGS* мають ті ж характеристики що і періодичні структури заборонених зон. 2) *S*-параметри, що отримуються, структури *DGS* можуть відповідати низькочастотному фільтру Батерворта.

3) Структури *DGS* вимагають менше простору для отримання ефекту сповільнення хвилі, використовуючи при цьому один або декілька періодичних елементів.

В порівнянні з *PBG* структурами, структури *DGS* більш прості, що



а б

Рисунок 1.7 – Одна з найперших *DGS*: а – гантельна *DGS*, б – розрахунок S- параметрів структури а

полегшує проектування, виробництво, а також відрізняються вищою точністю. Тому, застосування *DGS* покращує характеристики НВЧ приладів, підвищує їх точність.

Розрізняють два види застосування *DGS*: одиничні та періодичні. Типи *DGS* визначаються в основному геометрією отвору у шарі заземлення. На рис. 1.8, показані різні варіанти таких структур. Також є більш складніші структури *DGS*, показані на рис. 1.8, як наприклад: рівно-петельна з прорізом у середній секції, петля з гирею, штиреві *DGS* [4, 5].

М. В. Корнійчук, КІВРА 2015

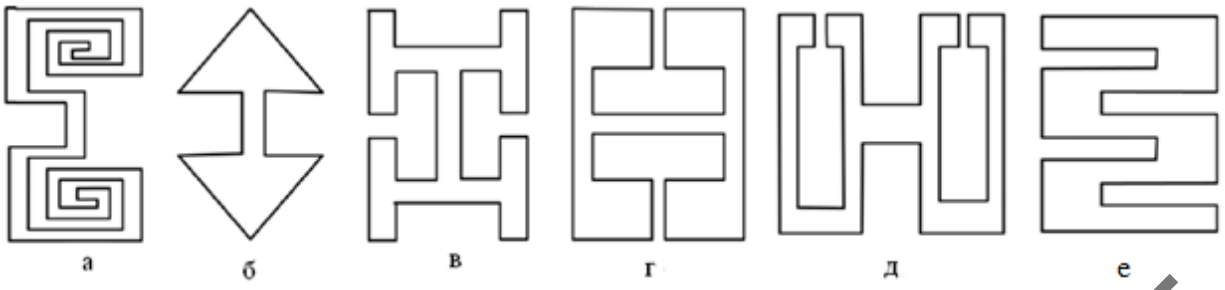


Рисунок 1.8 − Види *DGS*:*(а)* спіральна голова, *(б)* розмірний стрілочний проріз, *(в)* проріз "*H*" форми,*(г)* рівно відкрита структура з прорізом в середній секції, *(д)* гантельна, *(е)* «пальцева» *DGS*-структура

Використання вигнутих мікросмужкових ліній істотно не змінює частотні характеристики, які залишаються такими ж і для прямих мікросмужкових *DGS*. Зігнута структура використовується для двовимірних структур в яких мікросмужкова лінія має декілька вигинів подібних до меандрових структур. Така структура має широку смугу подавлення і дозволяє реалізовувати велику кількість періодів на невеликій області схеми. Нові, розглянуті вище, *DGS* мають деякі переваги ніж гантельні *DGS*:

1)Збільшується ефект сповільнення хвилі, більш компактне схемне виконання. Схемна область фільтра, використовуючи "H"- структуру набагато менше, близько на 26,3%, ніж при виконанні на гантельній *DGS*[6].

2)Вузька ширина смуги подавлення і краща фільтрація.

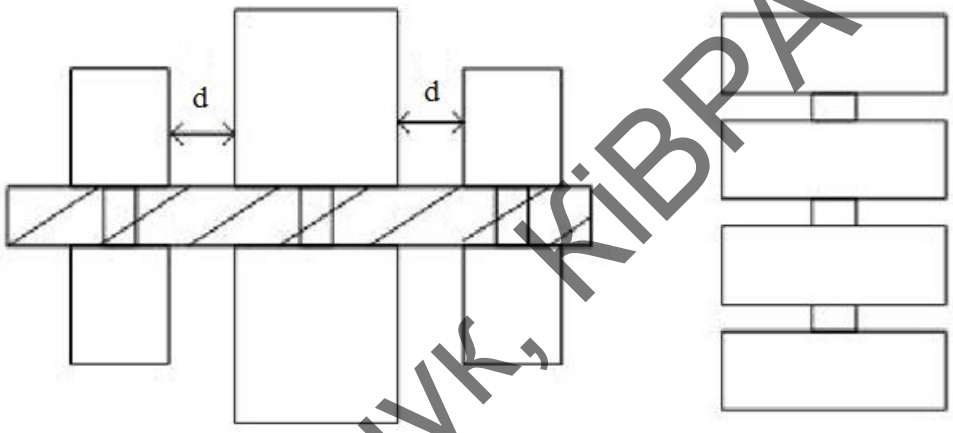
3) Більша добротність. Для порівняння характеристик передачі *U*-роз'єм *DGS* з традиційною *DGS*, спіралевидної з *U*-роз'єм *DGS* та *DGS* призначеної для забезпечення резонансу на тій же частоті, добротність спіральних *DGS* є 7,478 (3 дБ від 0,39 ГГц), в той час як *U*- роз'єм *DGS* забезпечує високу добротність 36,05 (смуга пропускання за рівнем 3 дБ, 0,081 ГГц) [1].

Періодичні структури, такі як *PBG* і *DGS* для плоских ліній електропередачі підвищили інтерес до їх застосування в антенах і схемах НВЧ. Підвищення ефекту сповільнення хвилі і додавання еквівалентних компонентів є важливими властивостями періодичної структури, яка може

М. В. Корнійчук, КіВРА 2015

бути реалізована використовуючи менші схемні розміри за допомогою цих властивостей.

Періодичність передбачає повторення фізики структури. Кількість періодів відповідає за каскадність резонансних чарунок в шарі заземлення *DGS*, глибину і ширину смуги подавлення. Період *DGS* забезпечує відповідні параметри, включаючи форму *DGS*, відстань між двома *DGS*-одиницями і розподіл різних *DGS*. Як показано на рис. 1.9, на сьогоднішній день існує два види періодичних *DGS*: (а) горизонтально періодичних *DGS* (*HPDGS*) та (б) вертикально періодичних *DGS* (*VPDGS*)[7, 8].



а б

Рисунок 1.9 − Періодичні *DGS* структури: (а) *HPDGS*, (б) *VPDGS*

Характерною особливістю пропонованих структур є те, що можна організувати періодичність у вертикальному напрямку, а також в горизонтальному напрямку. Вертикально-періодична структура називається *VPDGS*. З іншого боку, звичайні *DGS* для плоских ліній електропередачі мають тільки горизонтальну періодичність (*HDGS*) з періодичною структурою вздовж напрямку передачі. *HPDGS* спочатку впроваджувалася для збільшення частоти смуги затримування. Сформовані рівномірним квадратним візерунком елементи утворюють періодичну *DGS* для плоского контуру, який забезпечує відмінну смугу затримування і характеристики сповільнення хвилі. Такі структури використовуються в осциляторах і підсилювачах. Структури *VPDGS* забезпечують набагато більший ефект сповільнення хвилі, ніж *HPDGS*, що означає більшу «електричну довжину»

М. В. Корнійчук, КіВРА 2015

структури при тій же фізичній довжині. Так наприклад, розмір підсилювача зі вставкою *VPDGS*-структури у відповідне коло, був зменшений на 44,4% від первісної довжини[7].

1.4 Конструкції антен на основі електромагнітних структур

Унікальні електромагнітні властивості EBG структур привели до широкого кола цих конструкцій в антенній техніці. У цьому розділі ми розглянемо кілька типових EBG структур застосованих в конструкціях антен.

Використання багато шарових антенних підложок для придушення поверхневих хвиль. Поверхневі хвилі є побічними продуктами в багатьох конструкційних антенах. Направлене поширення електромагнітної хвилі вздовж горизонтальної площини замість випромінювання у вільний простір (поверхневі хвилі), це знижує ефективність антени і підсилення. Дифракція поверхневих хвиль збільшує випромінювання задніх пелюстків, що може погіршити сигнал-шум в бездротовій системі зв'язку, такій як *GPS* приймач.

Функція структур з забороненою зоною EBG знайшла корисне застосування в придушенні поверхневих хвиль в різних конструкціях антен. Наприклад, використовується структура EBG в мікросмужковій антені для збільшення коефіцієнта підсилення антени і зменшення задніх пелюстків. Багато антенні грати також інтегруються EBG структурою , щоб зменшити взаємний рівень зв'язку. Наприклад, на рис. 1.10 показано порівняння типової антени, з використанням EBG структур та без EBG [9].

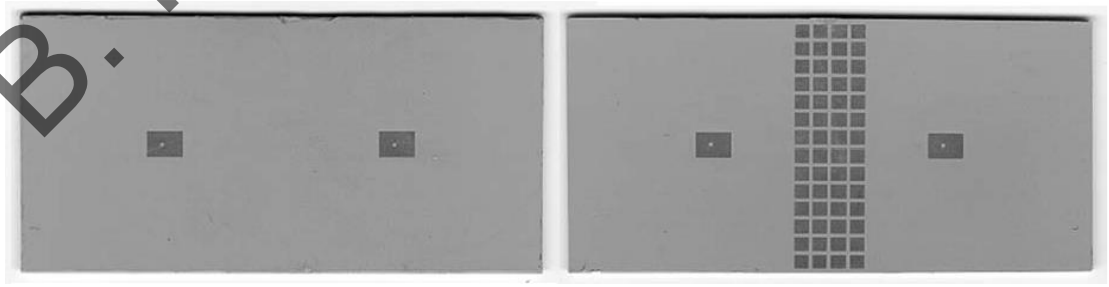


Рисунок 1.10 −Порівняння звичайної антени з використанням EBG структур та без EBG

Інші конструкціями EBG структур є антени з низьким профілем дроту та з хорошим ефективним випромінюванням, яке потрібно в сучасних системах

М. В. Корнійчук, КІВРА 2015

бездротового зв'язку [4].

Коли електрична складова струму є вертикальна до шару заземлення *PEC,* то уявна складова струму має той же напрям і відбувається підсилення випромінювання. Таким чином, ця антена має хорошу підсилюючу ефективність випромінювання, але має відносно велику висоту із за вертикально розповсюдження струму. Для реалізації малих розмірів , можна розташувати дротяну антену горизонтально до основи заземлення. Однак проблема полягає в низькій ефективності випромінювання, тому що протилежна складова уявного струму погашається випромінювання від первісного струму. На противагу цьому, EBG поверхня здатна забезпечувати конструктивно напрям уявної складової струму всередині центрального частотного діапазону, в результаті має хорошу ефективність випромінювання. Поверхня EBG має великий потенціал серед антен з малими розмірами для ефективних дротяних антен. Ґрунтуючись на цій концепції, різні дротяні антени були побудовані на EBG основах .

Відбиваюча здатність поверхні поверхні передачі для антен з високим підсиленням EBG структури також застосовується при конструюванні антен з високим коефіцієнтом підсилення близьким або вище 20 дБ. Традиційно антени [6] з високим підсиленям реалізуються з використанням параболічної антени або великих антенних граток рис. 1.11.

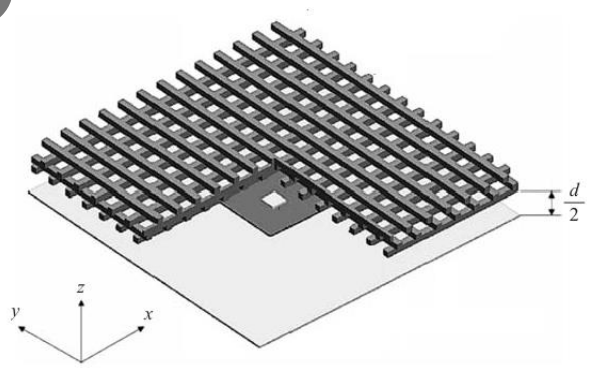


Рисунок 1.11 − Резонатора антена з високим коефіцієнтом посилення за допомогою граткоподібних EBG структур

Після оптимізації антенних граток EBG структури, підсилення при вимірюванні отримують 19 дБ. Інше важливе застосування є голографічна

М. В. Корнійчук, КІВРА 2015

конструкція антени. На основі концепції оптичної голографії, механізм випромінювання таких антен аналогічний механізму випромінювання рефлекторних антен. Фаза кожної окремої EBG гратки налаштовується для отримання вузького пучка з високим коефіцієнтом підсилення в певному напрямку. Використовуються варакторні діоди для переналаштування властивості поверхні, та управління електромагнітним променем. Крім антенних конструкцій, EBG структури також знайшли чисельне використання в конструкціях НВЧ схем. Типовим прикладом є проектування НВЧ фільтрів, які відкидають вищі гармоніки [10].

Механізм роботи EGB в структурі можна пояснити на прикладі *LC* контуру з розподіленими параметрами та конкретними резонансними частотами. В частотному діапазоні, де поверхневий імпеданс дуже високий, еквівалентні схеми *LC* ланцюга працюють як двовимірний електричний фільтр, щоб блокувати потік поверхневих хвиль. Таким чином, підхід до збільшення індуктивності або ємності буде, природно призводить до зменшення ширини забороненої зони.

Типові конфігурації мають дипольні антени, монопольні антени і спіральні антени. EBG поверхні були також оптимізовані для реалізації більш високої продуктивності конструкцій багато смугових та широкосмугових. На рис. 1.12 представлено спіральну антену на структурі EBG, яка має циркулярно поляризовану діаграму спрямованості [11].

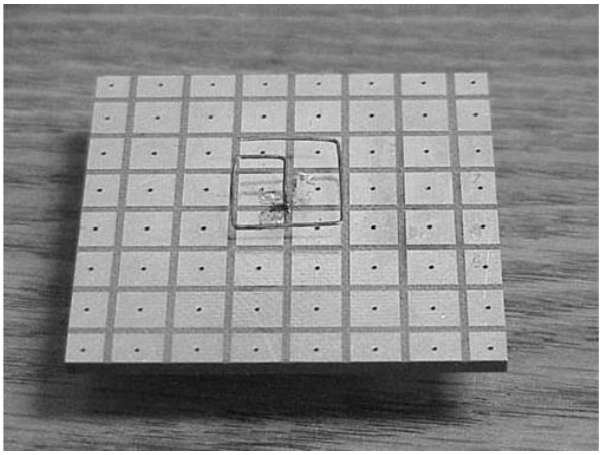
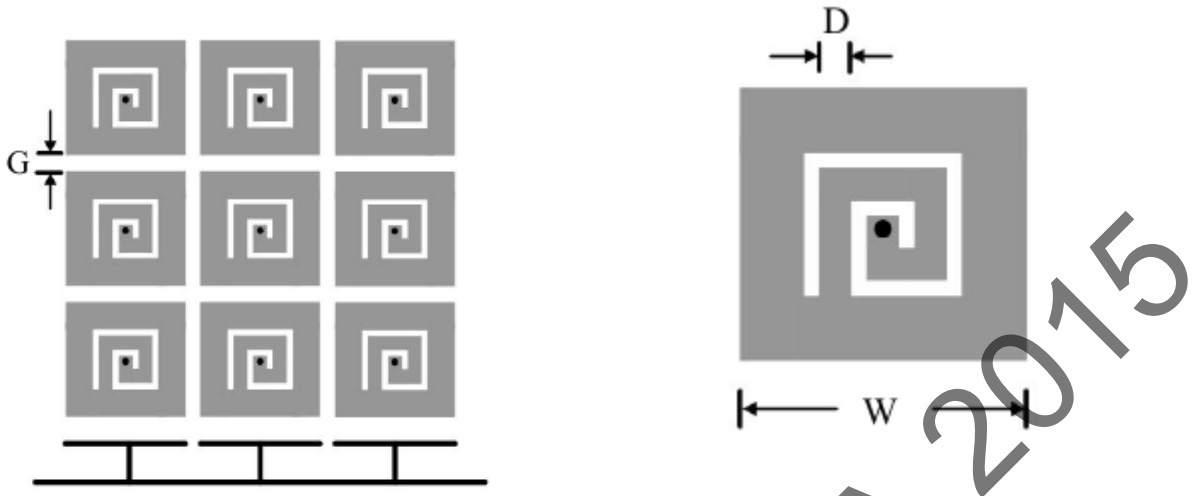


Рисунок 1.12 −Спіральна антена на EBG структурі

М. В. Корнійчук, КІВРА 2015



а б

Рисунок 1.13 − (а) Конфігурація спіральної EBG структури. (б) зображення EBG спіралі в деталях

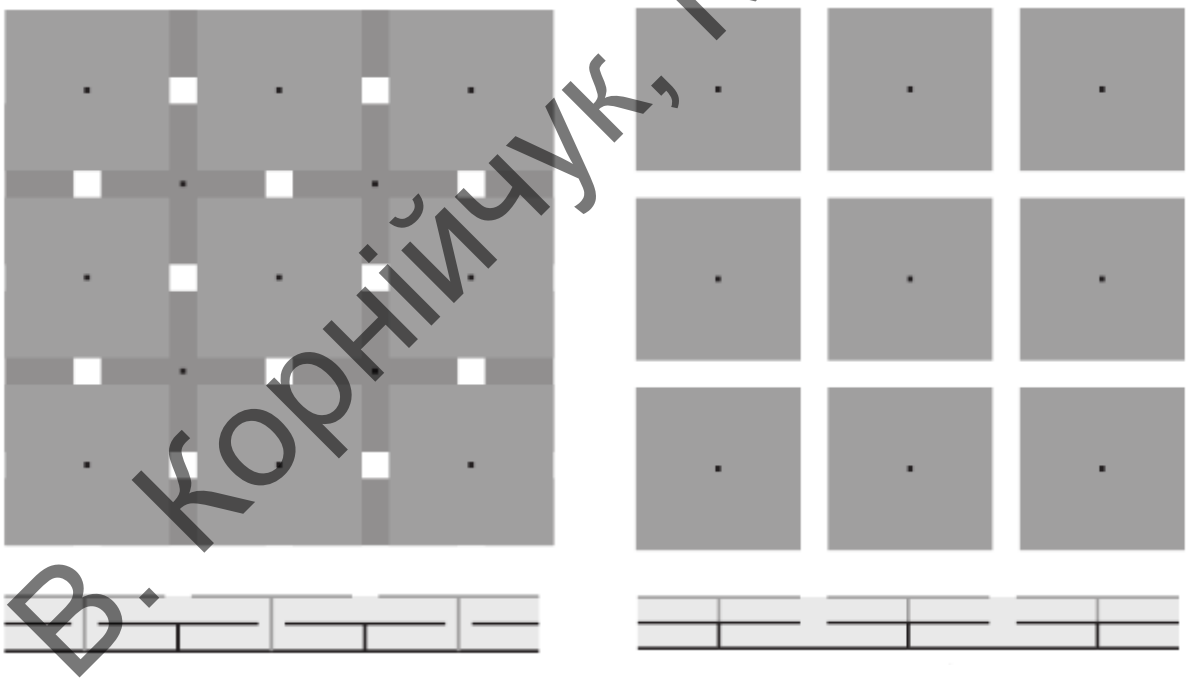
Схема запропонованої спіральної EBG структури показана на рис.1.13(а). Сірі частини на малюнку ,позначають металеву періодичну структуру, яка витравлюється на діелектричній основі. Кожен елемент цієї решітки складається з квадратної металевої пластини та спірального отвору який знаходиться в середині, як показано на рис. 1.13(б). Пластина з'єднана з твердою нижньою горизонтальною площиною за допомогою металу через отвір.

Компланарна спіраль широко використовується в НВЧ схемах. В спіральній EBG структурі, спіральна лінія виконується точно в одній площині з спіральною індуктивністю. Додаткова індуктивність вводиться за допомогою гілки та каскадно утвореного покриття. Крім того, цю структуру дуже легко регулювати кількістю індуктивності шляхом зміни обмотки спіральної гілки. Наприклад, збільшення обмотки, збільшує індуктивність яка буде введена, і навпаки. Таким чином, зміна обмоток призводить до налаштування резонансної частоти забороненої зони[12].

Крім окремих EBG поверхонь, досліджено продуктивність багатошарових EBG конструкцій[10], як показано на рис. 1.14. EBG

М. В. Корнійчук, КІВРА 2015

структури із загальною товщиною 0,04 мм моделюються за допомогою методу скінченних різниць. Діелектрична постійна встановлена 1, яка б могла забезпечити широку смугу частот. Розмір квадратного випромінювачу 0,12мм і ширина зазору становить 0,02мм. Висота верхнього шару є 0,04мм, а висота середнього шару становить від 0,02. Верхній шар і нижній шар виконані двома різними способами рис. 1.14 *(а)* зображено геометрію структури у випадку 1, де верхній шар зміщується на половину розміру комірки в горизонтальному і вертикальному напрямку по відношенню до нижнього шару. На рис. 1.14 *(б)* показано геометрію структури у випадку 2, де верхні ділянки знаходяться саме на верхній частині нижніх ділянок. Зазначимо, що багатошарові структури мають більш низьку резонансну частоту, ніж одношарові. Резонансна частота для випадку 1 є 17,1 ГГц і резонансна частота для випадку 2 є 21,0 ГГц, тоді як резонансна частота в



а б

Рисунок 1.14 −Конструкції EBG: (а) випадок 1: одиничні елементи з двох шарів зміщені один від одного, (Б) випадок 2: гратки частини двох шарів з однаковим перекриттям

одношарові EBG структурі є 22,1 ГГц. Це можна теж пояснити моделлю з зосередженими параметрами *LC*. Додатковий шар надає більший зв'язок між

М. В. Корнійчук, КІВРА 2015

сусідніми ділянками [13]. Таким чином, величина ємності збільшується і резонансна частота зменшується. Також зазначимо, що випадок 1 має резонансну частоту нижчу, ніж у 2 випадку. Причина в тому, що зміщення подвійної конструкції забезпечує більшу площину перекривання областей між сусідніми ділянками. Таким чином, ємність збільшується, що призводить до низької резонансної частоти.

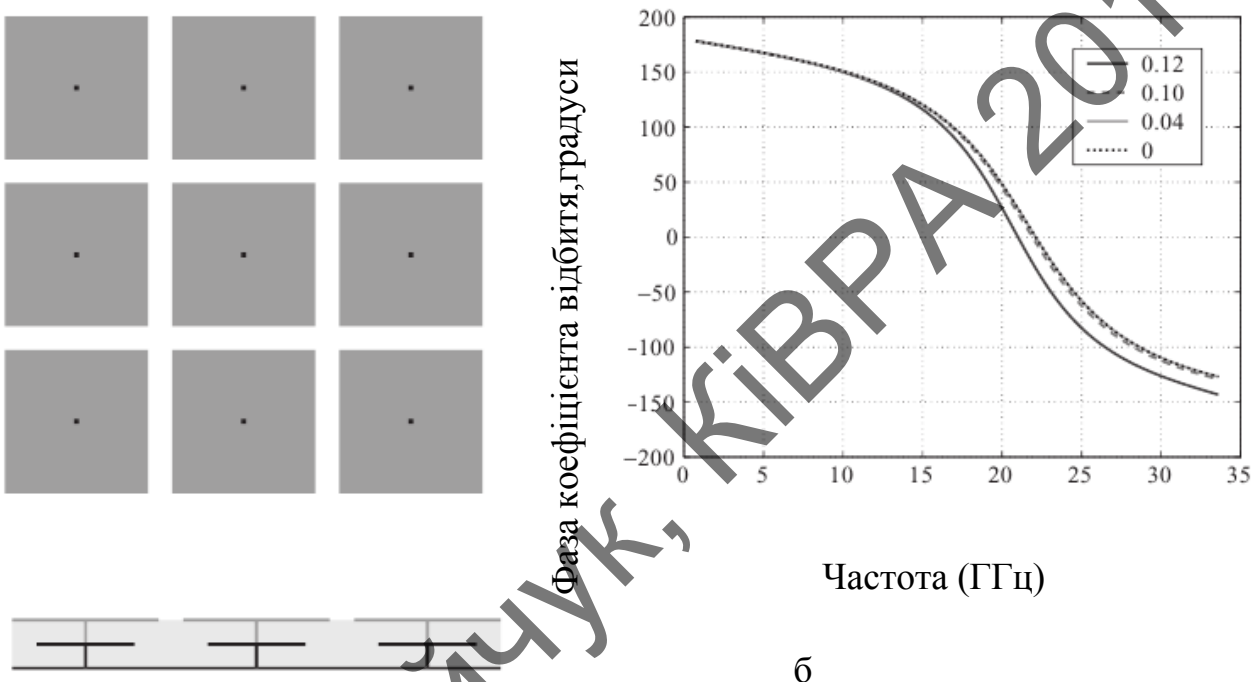


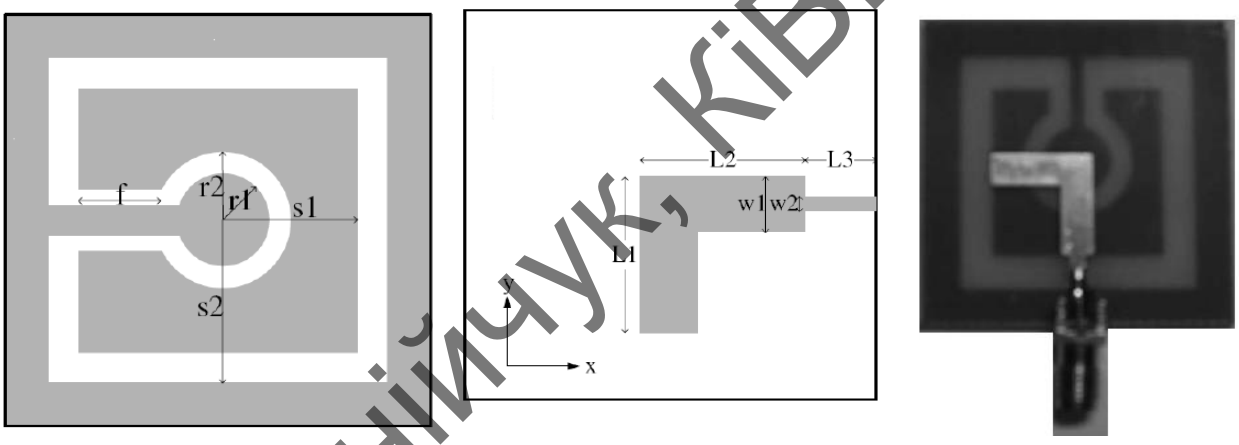
Рисунок 1.15 − EBG структура з зміненими розмірами нижнього шару: *(а)* і *(б) FDTD* результати моделювання фази коефіцієнта відбиття

Для визначення механізмів продуктивності вивчаються різні розміри пластин. Тож приведемо інший тип структури. На рис. 1.15 (а), розмір ділянки нижнього шару залишається не змінними в той час як розмір верхнього шару різний. Результати *FDTD* моделювання показані на рис.1.15 *б*. Розмір пластини зменшується від 0,12мм до 0, резонансна частота збільшується від 21,0 ГГц до 28,6 ГГц. Зміна частоти більш помітна, що свідчить про те, що випромінювач на верхньому шарі сильніше, ніж в нижньому шарі [10].

М.В.Корнійчук, КіВРА 2015

1.5 Конструкції антен з порушеним шаром заземлення

Швидкий розвиток бездротових мереж (wireless local area network) WLAN викликали вимоги до розробки мініатюрних антен. На сьогоднішній день найбільш широке поширення WLAN протоколу IEEE 802.11b / g, який використовує 2,4 ГГц ISM діапазон (2,4-2,485 ГГц), і IEEE 802.11a, який використовує смуги і діапазон ISM 5 ГГц U-NII (5,15-5,825 ГГц). Для гнучкості антена має працювати в обох діапазонах. Антена має особливі переваги через її просту структуру, та більш широкої смуги пропускання з меншими втратами, та кращою ізоляція між випромінюючим елементом і мережею подачі[14, 15]. Також вона є досить тонкою та з низькою вартістю і невеликого розміру.



а б в

Рисунок 1.16 – Конструкція DGS антени: а — пластина заземлення, б — верхня пластина, в — 2D вигляд антени

Геометрія пропонованої антени показана на рис. 1.16. Шар заземлення знаходиться з низу антени з компактним розміром 40x40 мм. Випромінюючі елементи елементи складаються з вирізаного квадрату і кругового кільця, що працює на частоті 2,4 ГГц і 5 ГГц. Два пази розміщені в центрі на першому плані і електромагнітн живляться, Г-подібним мікрополоском на верхній стороні плати. Основа матеріалу FR4, який використовується в більшості сучасних антенних конструкціях. Амплітудо частотна характеристика цієї

М. В. Корнійчук, КІВРА 2015

антени зображена на рис.1.17 з якої видно що робоча гармоніка знаходиться в діапазоні 2,4-2,485 ГГц а друга в 5,15-5,825 ГГц.

Далі використаємо конструкцію EBG і DGS антен де використана комбінація квадратних вирізів в круговому випромінювачі і в шарі заземлення рис.1.18. Кругова антена є кращою, оскільки вона має кілька переваг: хорошу діаграму направленості і широкий частотний діапазон, порівняно з антенами інших форм.

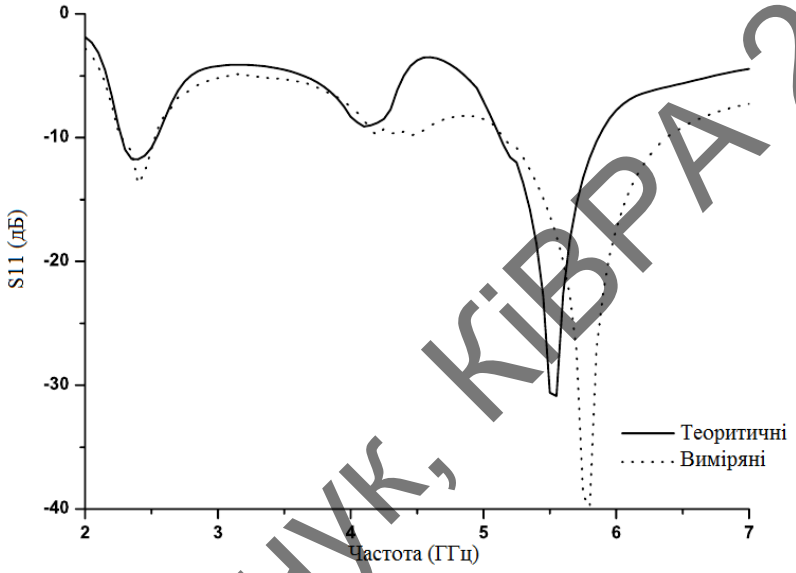
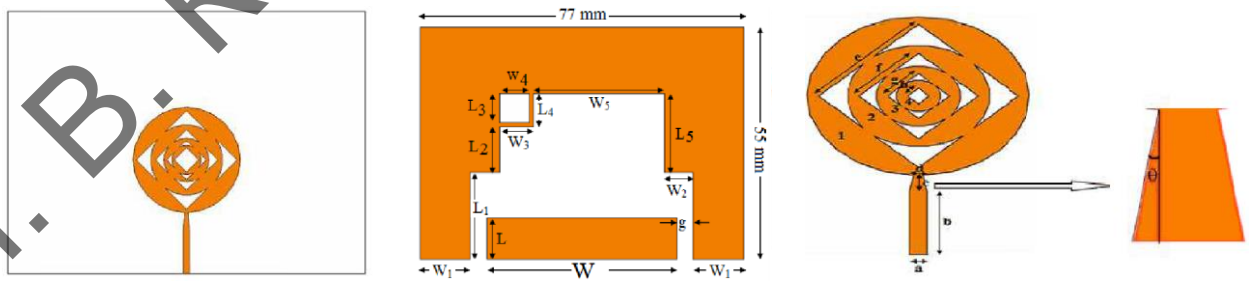


Рисунок 1.17 −АЧХ DGS антени

Розмір можна легко змінити, щоб отримати діапазон значень потрібного імпедансу, які дуже важливі в узгодженні антени. Квадратний паз був доданий, щоб зменшити частоту.



а б в

Рисунок 1.18 −Конструкція круглої EBG антени з порушеним шаром заземлення

М. В. Корнійчук, КІВРА 2015

Виріз виводу визначається формою і розмірами гнізда. Таким чином, варіюючи форму гнізда і розмір, він може варіюватися, і можна визначити узгодження імпедансу. Пропускна здатність також варіюється між пазами і лінією передачі, яка в свою чергу, регулюється лінією розриву. Цей розрив повинен бути оптимізовано, щоб отримати хорошу смугу пропускання. Виріз самого випромінювачу виконаний під кутом θ = 11,38◦ рис.1.19 (в).

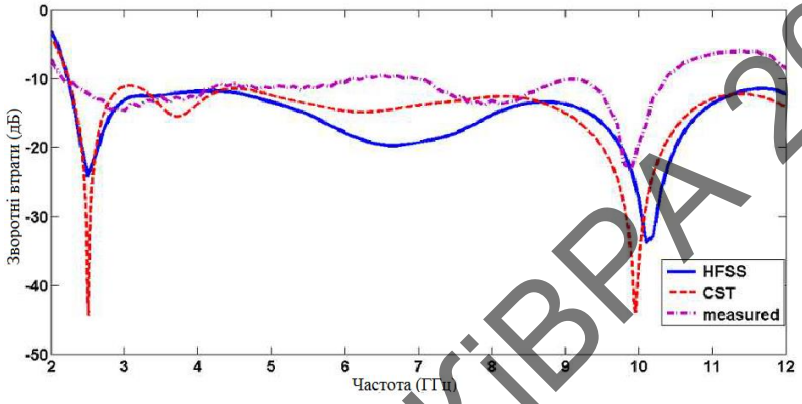


Рисунок 1.19 −АЧХ круглої EBG антени з порушеним шаром заземлення

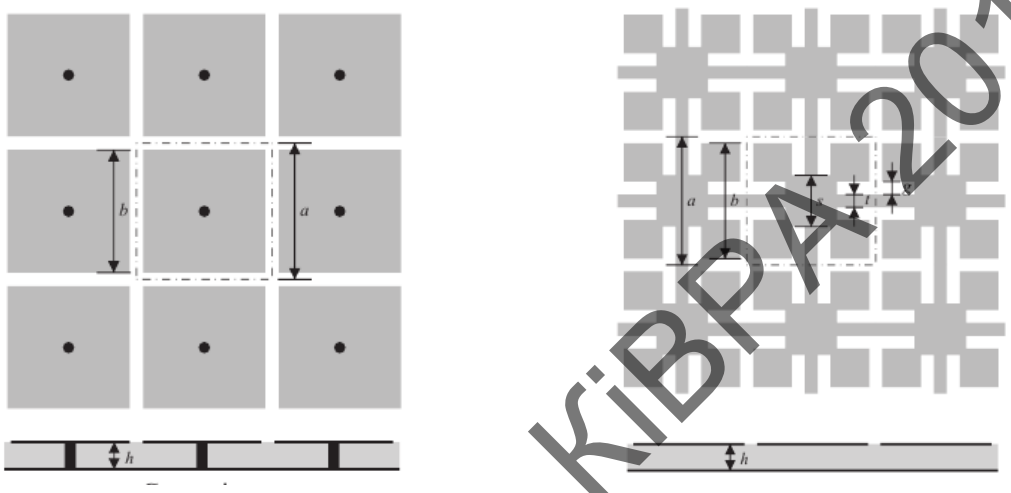
На рис.1.19 (а) показано кругова ділянка, що має пази, а на рис.1.19 (б) показано порушений шар заземлення пропонованої антени. Всі розміри структури були оптимізовані, щоб отримати ультра широкосмугову характеристику яка наведена на рис. 1.19[16].

1.6 Порівняння грибоподібних та планарних конструкцій

Численні EBG поверхні були запропоновані й досліджені в останні роки [10]. Крім грибоподібних EBG поверхонь, широко використовуєтьєся планарний тип EBG поверхні[10, 17]. На рис. 1.20 показано порівняння геометрії грибоподібної EBG та планарної EBG конструкцій. Вони виконані на одній підкладці і мають однакову періодичність *a*. Пунктирна лінія вказує на періодичну граничну умову. Важливою особливістю конструкції в планарній конструкції є видалення вертикального наскрізного отвора. Таким чином, спрощується процес виготовлення конструкції, та робить її сумісною з СВЧ і міліметровими хвилями. Як і в грибоподібній EBG поверхні, механізм роботи плоскої EBG поверхні можна пояснити моделлю з

М. В. Корнійчук, КІВРА 2015

зосередженими параметрами LC. Ємність C утворюється на стику між сусідніми ділянками. Замість того щоб використовувати вертикальні наскрізні отвори, що забезпечує індуктивність L, на тому ж шарі використовуються, тонкій мікросмужкові лінії з'єднані певним чином, ця структура називається планарною EBG. Для збільшення значення індуктивності, в мікросмужковій лінії повинна бути вставка в пластині.



а б

Рисунок 1.20 – Геометрії EBG поверхонь, з однаковою *h*: (а) грибоподібна; (б) планарна

Основні параметри металевої конструкції показані на рис. 1.20 *б* і довжина l_s мікросмужкової лінії може бути розрахована за такою формулою:

$$l_s = a - s$$

З точки зору користувача, є важливе питання, яку EBG поверхню, грибоподібну чи плоску потрібно обрати для специфічних застосувань. Для вирішення цієї проблеми, необхідно порівняти ширину забороненої зони поверхневих хвиль і фази відбиття, цих двох EBG поверхонь. Щоб зробити справедливе порівняння, в обох EBG поверхнях використовуються однаковий діелектрик. Крім того, періодичність і ширина пластин a зберігається така сама. Їхні значення наведені нижче при частоті 12 ГГц:

$$a = 0{,}30\,мм, \qquad b = 0{,}26\,мм, \qquad h = 0{,}04\,мм, \qquad \mathcal{E}_r = 2{,}20$$

Для грибоподібної EBG поверхні, з вертикальним отвором радіусом 0,005мм розташованого в центрі пластини. Для планарної EBG поверхні, параметри для вставки мікросмужкових ліній при частоті 12 ГГ це:

$$s = 0{,}14мм, \quad t = g = 0{,}04мм$$

М.В. Корнійчук, КіВРА 2015

По-перше, дисперсійні діаграми обох структур характеризуються використанням *FDTD* [18]. Для грибоподібной EBG поверхні, ширина забороненої зони знаходиться в межах між 7 ГГц і 11 ГГц. Для планарної EBG поверхні, ширина забороненої зони знаходиться від 13 ГГц до 14,6 ГГц. Таким чином, грибоподібна поверхня має більш низьку смугу частот та ширшу смугу частот, ніж планарна. Для грибоподібної схеми, на резонансних частотах відбиття фази дорівнюю нулю градусів, і є 7,8 ГГц, 11 ГГц, і 11,5 ГГц для випадки TM80, і TE60. Для планарної поверхні, відповідні частоти 13 ГГц, 13,3 ГГц, та 13,7 ГГц. Таким чином, грибоподібна поверхня має більш низькі резонансні частоти, ніж планарна поверхня. Проте, зсув частоти в планарній менший, ніж у випадку з грибоподібної, що вказує що планарна конструкції є менш чутливою до кута падіння і стану поляризації. А також ширина смуги пропускання грибоподібної поверхні ширша, ніж планарної [10]. З наведених порівнянь, бачимо, що як грибоподібна так і планарна поверхня мають свої переваги. Переваги грибоподібної EBG поверхні: низька частота і широка смуга пропускання. На заданій частоті, її розмір менший, ніж планарної EBG конструкції. Переваги планарної EBG поверхні: не має вертикальних отворів, що робить виготовлення простішим. Вона менш чутлива до кута падіння і поляризації.

Вище зазначені EBG поверхні складаються з симетричних квадратних одиниць. Таким чином, відобиття фази для нормально падаючої плоскої хвилі не залежить від її стану поляризації.

1.7 Висновки

Вдосконалення мікросмужкових пристроїв та антен, протягом останнього часу, потребує вдосконалення. В розділі було розглянуто двовимірні та тривимірні структури, які широко використовуються останнім часом в світі: кристалоподібні структури, EBG, періодичні неоднорідності DGS. Всі ці неоднорідності по–своєму ефективні, наприклад, двовимірні неоднорідносі DGS одними з перших, що розширювали діапазон робочих імпедансів (шляхом зростання зі 100 Ом до ~200 Ом), але тривимірні структури є більш ефективні за двовимірні. Тож далі буде доцільно впровадити тривимірні структури в конструкцію антени.

М.В. Корнійчук, КІВРА 2015

2 МЕТОДИ ТА ПОБУДОВА МІКРОСМУЖКОВИХ WI-FI АНТЕН

2.1. Методи аналізу електромагнітних структур

Для аналізу особливостей EBG структур, можна використати різні методи[10].

Ці методи можуть бути розділені на три категорії:

(1) модель з зосередженими елементами,

(2) метод періодичної лінії передачі,

(3) числовий метод тривимірного електромагнітного аналізу.

Модель із з зосередженими елементами є найпростішою варіантом, що описує EBG структуру через еквівалентну схему резонансного контуру *LC*, рис. 2.1.

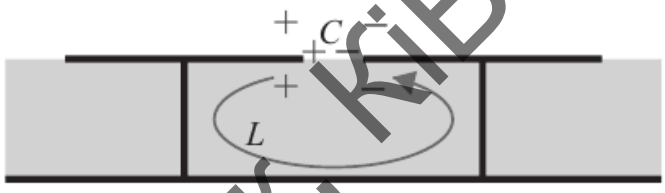


Рисунок 2.1 – Зосереджена модель
резонансного контура для аналізу EBG

Значення індуктивності *L* і ємності *C* визначаються геометрією EBG і її резонансною поведінкою. Ця модель проста для розуміння, але її результати не надто точні через спрощення апроксимації *L* і *C*.

Метод періодичної лінії передачі широко використовується для аналізу EBG структури. На рис 2.2 представлено модель EBG структури лінією передачі, де Z_P і X_C — відповідно хвильовий імпеданс і ємність для кожного періодичного елемента, послідовний аналіз яких дозволяє легко отримати дисперсійну залежність та ширину ЗЗ [19].

Вона забезпечує більше інформації, ніж при визначенні методом зосередженого елемента. За дисперсійною кривою можуть бути легко ідентифіковані поверхневі хвильові моди (ліво та правосторонні), з яких визначається хвильовий режим і ширина забороненої зони.

М. В. Корнійчук, КІВРА 2015

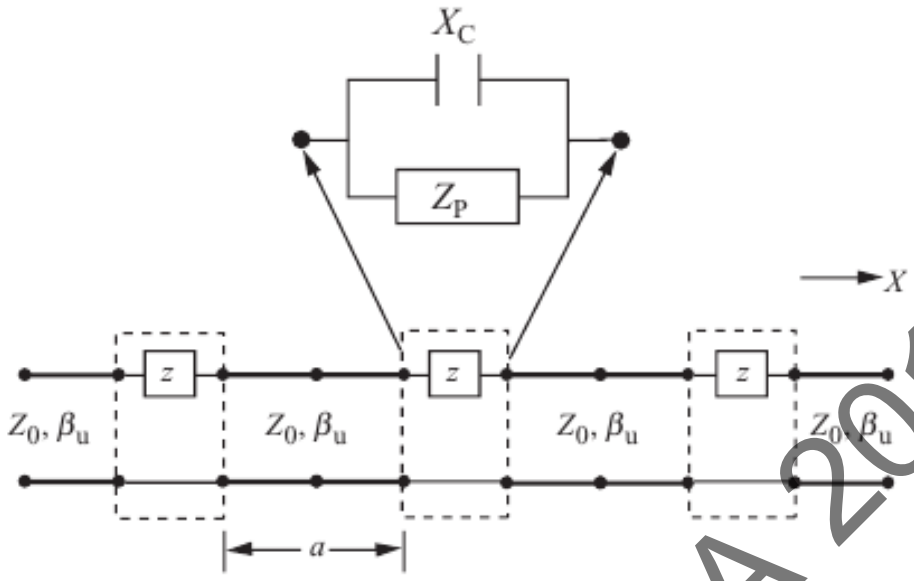


Рисунок 2.2 – Лінія передачі EBG структури

Однак цим методом складно отримати точні еквівалентні значення Z_P і X_C для EBG-структур. Деякі емпіричні формули були визначенні для простої геометрії за допомогою методу моделювання лінією мульти-передачі multi transmission line (MTL), але в загальній геометрії знаходяться обмежені результати. У зв'язку з швидким розвитком обчислювального електромагнетизму, різних чисельних методів було застосовано моделювання EBG структур за допомогою повних хвильових чисельних методів. Та методами частотних областей, таких як метод моментів method of moments (MOM) і метод скінченних елементів finite element method (FEM) і метод скінченних різниць в часовій області як *FDTD*, щоб охарактеризувати EBG структури. Наприклад, на рис. 2.3 зображено детальний розгляд моделі грибоподібної EBG . Однією з переваг повних хвильових чисельних методів є універсальність і точність у аналізі різної геометрії EBG. Ще однією важливою перевагою є можливість отримати різні характеристики EBG, такі як поверхневий імпеданс, відбиття фази, дисперсія кривої та заборонених зон [10]. Важливим фактором є те, що 3D моделюванні є недоліки, щоб розв’язувати такі задачі потрібно досить потужні комп’ютери.

М.В. Корнійчук, КІВРА 2015

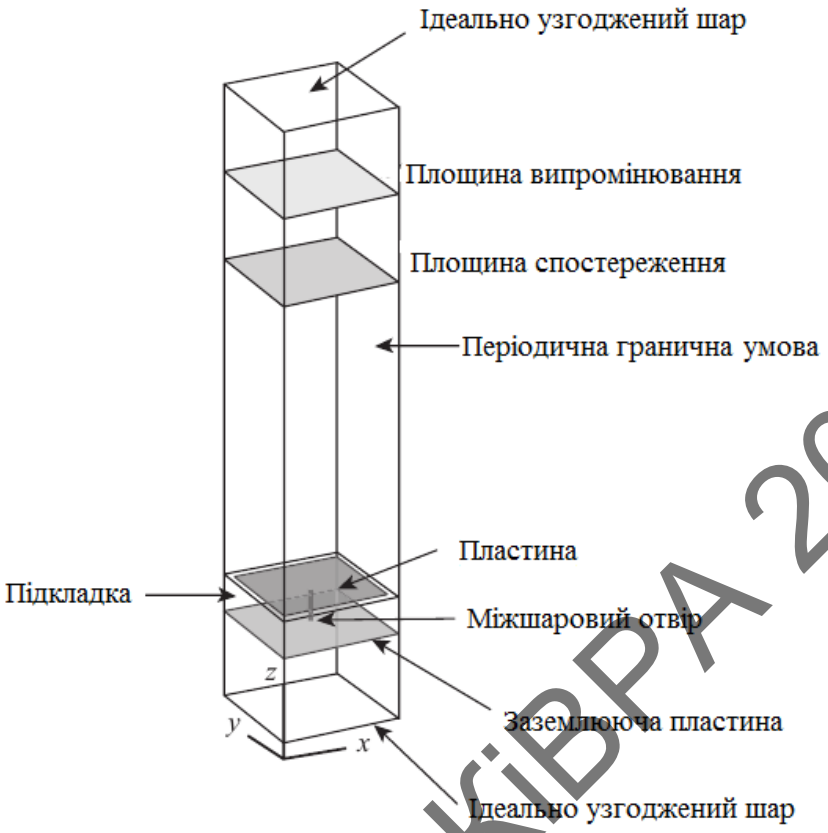


Рисунок 2.3 − 3D модель FDTD-методу для аналізу EBG-структури

Але три вимірні структури потрібно розраховувати тільки методом скінчених інтегралів, що є в CST Microwave Studio.

2.2 Основні характеристики мікросмужкових антен

Мікросмужкова антена складається з металевого випромінюючого резонатора, розташованого над провідної пластиною заземлення. Між пластиною заземлення та випромінюючим резонатором знаходиться діелектрична основа, що повинна мати низькі втрати на НВЧ. Від форми випромінюючого резонатора залежать характеристики антени, які, по суті, визначаються розподілом електромагнітних полів в антені. Для опису принципу дії антен даного типу було запропоновано декілька варіантів математичних моделей. В класичній моделі мікросмужкова антена представлена у вигляді порожнистої структури, верхня і нижня електричні стінки якої відповідають випромінювачу і пластині заземлення [20]. Бічні

М.В. Корнійчук, КіВРА 2015

поверхні структури визначені як магнітні стінки, еквівалентні границям розімкнутого електричного ланцюга. Аналіз такої моделі мікросмужкової антени, як правило, починається з розгляду ідеальної системи, в якій немає ніяких втрат. Після цього в систему вводяться втрати всередині антени і втрати при випромінюванні, які часто позначаються в схемі заміщення, як опір випромінювання.

Товщина підкладки *h* мікросмужкових антен, зазвичай, набагато менша довжини хвилі: 0,003А <*h* <0,05А. Тому тільки невелика частина хвиль, збуджених випромінювачем всередині порожнистої структури, досягає її кордонів, звідки має відбуватися направлене випромінювання. Цим пояснюється низька ефективність мікросмужкових антен. Вважається, що через малу товщину, поле всередині резонаторної структури направлене перпендикулярно до площини випромінювача. З цього припущення випливає, що розподіл полів визначається тільки поперечними магнітними хвилями.

З хвильового рівняння для порожнистої резонаторної структури з граничними умовами, визначеними вище, знаходиться вираз для резонансної частоти антени:

$$f_{0,n,p}^{r\in s} = \frac{1}{2\pi(\mu\varepsilon)^{1/2}}\left[\left(\frac{n\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{w}\right)^2\right]^{1/2}$$

де розміри антени і напрямки вісей прямокутної координатної системи відповідають рис. 2.4.

Мікросмужкова антен може бути представлена у вигляді чотирьох щілин, визначених бічними стінками порожнистої резонаторної структури. Проте вважається, що тільки дві з них. розташованих на відстані L один від одного, беруть участь у випромінюванні. Вони називаються випромінюючими щілинами. Випромінювання від двох інших щілин взаємно знищується. Якщо уявити дві основні щілини у вигляді двоелементної решітки з відстанню між елементами, рівним L. можна знайти їх сумарне випромінювання.

М. В. Корнійчук, КІВРА 2015

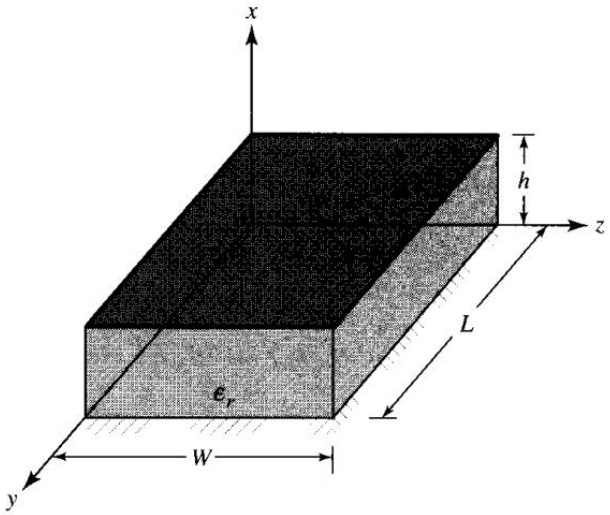
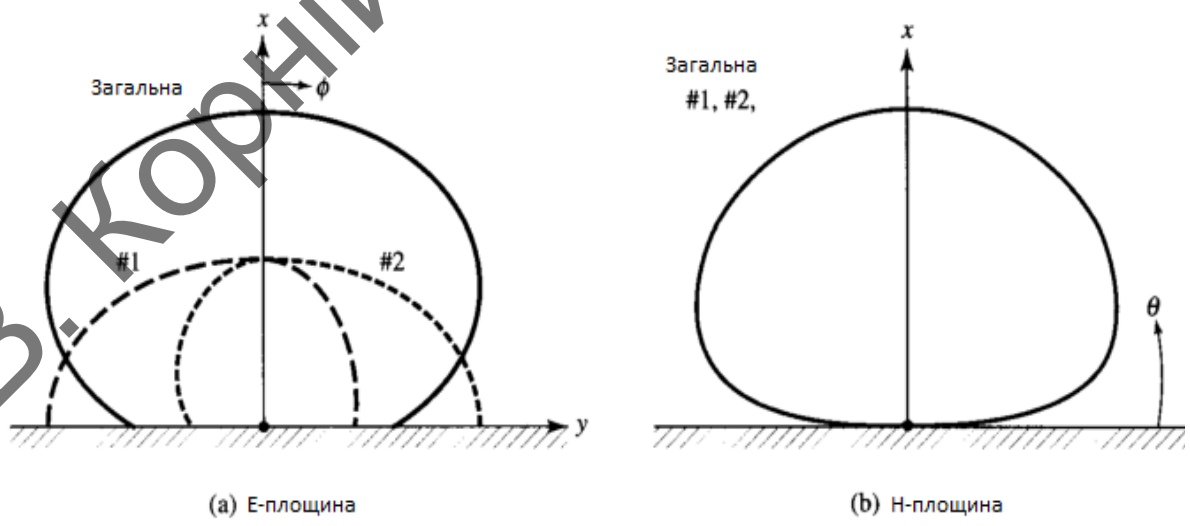


Рисунок. 2.4 — Система координат, яка використовується в моделі порожнистої резонаторної структури

Поле випромінювання у далекій зоні для цього випадку може бути описано наступним виразом:

$$E_\phi = j\frac{2hE_0}{\pi}\frac{e^{-jkr}}{r}\tan\theta\sin\left(\frac{kw}{2}\cos\theta\right)\cos\left(\frac{kL_{eff}}{2}\sin\theta\sin\phi\right)$$

У далекій зоні іншими компонентами поля можна знехтувати рис 2.5.



2.5— Типова ДСА в *E*- та *H*-площині кожної щілини, та сумарна ДСА двох щілин

М. В. Корнійчук, КІВРА 2015

2.3 Розрахунок параметрів мікросмужкових антен

У порівнянні з моделлю, розглянутої в попередньому розділі, моделювання мікросмужкових антен із використанням методів аналізу довгих ліній дозволяє краще зрозуміти суть принципу їх дії. У такій моделі мікросмужковий випромінювач представлено у вигляді лінійного резонатору, розрахованого приблизно на половину довжини хвилі. Випромінювання відбувається внаслідок дії граничних полів на його розімкнених кінцях. Збільшення ширини антени призводить до підвищення її випромінюючої здатності. Але при ширині антени, що перевищує деяке оптимальне значення, починають збуджуватися хвилі більш високих порядків, що погіршує характеристики випромінювання. Оптимальна ширина прямокутного випромінювача мікросмужкової антени може бути знайдена за допомогою виразу:

$$W = \frac{c}{2 f_0}\left(\frac{\varepsilon_r + 1}{2}\right)^{-1/2} \tag{2.1}$$

Середовище навколо випромінювача не є однорідним. З одного боку випромінювача знаходиться діелектрик, з іншого боку повітря. Тому ефективна діелектрична проникність випромінювача оцінюється за формулою:

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2}\left(\frac{1 + 12h}{W}\right)^{-1/2} \tag{2.2}$$

Довжина випромінювача дорівнює:

$$L = \frac{c}{2 f_0 \sqrt{\varepsilon_e}} - 2\Delta l \tag{2.3}$$

де Δl - зміна довжини внаслідок дії граничних полів на контурах випромінювача, ε_e - ефективна діелектрична проникність. Величину Δl можна оцінити за допомогою виразу:

$$\Delta l = 0.412h \frac{\left(\varepsilon_e + 0.3\right)\left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{\left(\varepsilon_e - 0.258\right)\left(\frac{W}{h} + 0.8\right)} \tag{2.4}$$

М. В. Корнійчук, КІВРА 2015

З даної моделі видно, що довжина випромінювача сильно впливає на резонансну частоту антени. У той час як діелектрична проникність і висота підкладки визначають ширину смуги пропускання, тобто величину добротності антени, а також її ефективність. Втрати антени, як правило, складаються з чотирьох компонентів: втрати на випромінювання(r), втрати в провідниках (c) і діелектрику (d), втрати через виникнення поверхневих хвиль (s). Тому повну добротність антени $\{Q_t\}$ можна визначити у вигляді:

$$\frac{1}{Q_t} = \frac{1}{Q_r} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_s}$$

Нижче наведені оціночні вирази для визначення складових добротності антени при роботі на хвилі основного типу:

$$Q_r = \frac{2\omega\varepsilon_r L}{hG_{t/L}\,4}$$

$$Q_c = h\left(\pi f \mu\sigma\right)^{1/2}$$

$$Q_d = \frac{1}{\tan\delta}$$

де

$$G_{t/L} = \frac{G_{rad}}{W}$$

а G_{rad} - провідність випромінювання антени. Для більшості практичних випадків складової добротності від поверхневих хвиль можна знехтувати, за умови, що робоча частота буде менше, ніж частота зрізу хвиль більш високого порядку:

$$f_n = \frac{nc}{4h\left(\varepsilon_r - 1\right)^{1/2}}$$

Парні і непарні індекси позначають поперечні електричні (ТЕ) і поперечні магнітні (ТМ) моди хвилі антени : індекси n = 1. 3. 5. ... відповідають $ТЕ_п$ модам, а n = 2, 4, 6. ... - $ТМ_п$ модам. Величину магнітного зв'язку між двома сусідніми елементами дипольної антенної решітки, обумовленого модою $ТМ_0$ можна оцінити за формулою:

М. В. Корнійчук, КІВРА 2015

$$P_{TM_0} = 3.33\frac{d}{\lambda_m}P_{суммарная}$$

де d - товщина підкладки, λ_m - довжина хвилі в матеріалі підкладки. Ширина робочої смуги частот антени може бути виражена за допомогою повної добротності Q_t, резонансної частоти f_0 і максимального значення коефіцієнта стоячої хвилі по напрузі S_{max}

$$\Delta f = \frac{f_0}{Q_t}\frac{S_{\max}-1}{\sqrt{S_{\max}}}$$

Ширина робочої смуги частот обернено пропорційна до значення діелектричної проникності підкладки. Вона збільшується зі зростанням висоти підкладки.

У моделі порожнистої резонаторної структури механізм випромінювання антени обумовлений полями, що формуються на кінцях антени вздовж її довжини, і може бути зведений до випромінювання від двох щілин. Коефіцієнт направленої дії кожної щілини задається наступним виразом:

$$D = \frac{4W^2\pi^2}{I_1\lambda_0^2}$$

$$I_1 = \int_0^{\pi}\sin^2\left(\frac{kW\cos\theta}{2}\right)\tan^2\theta\sin\theta d\theta$$

Повне значення КНД антени може бути знайдений за допомогою формули:

$$D_W = \frac{2D}{1+g_{12}}$$

де взаємна провідність g12 визначається як:

$$g_{12} = \frac{1}{120\pi^2}\int_0^{\pi}\frac{\sin^2\left(\frac{\pi W\cos\theta}{\lambda}\right)\tan^2\theta\sin\theta J_0\left(\frac{2\pi L}{\lambda}\sin\theta\right)}{G}d\theta \qquad (2.5)$$

Ефективність антени (або її ККД) оцінюється за формулою:

$$\eta = \frac{Q_t}{Q_r}$$

М. В. Корнійчук, КІВРА 2015

На рис. 2.6 показані залежності ККД та робочої смуги частот антени від висоти підкладки і довжини хвилі.

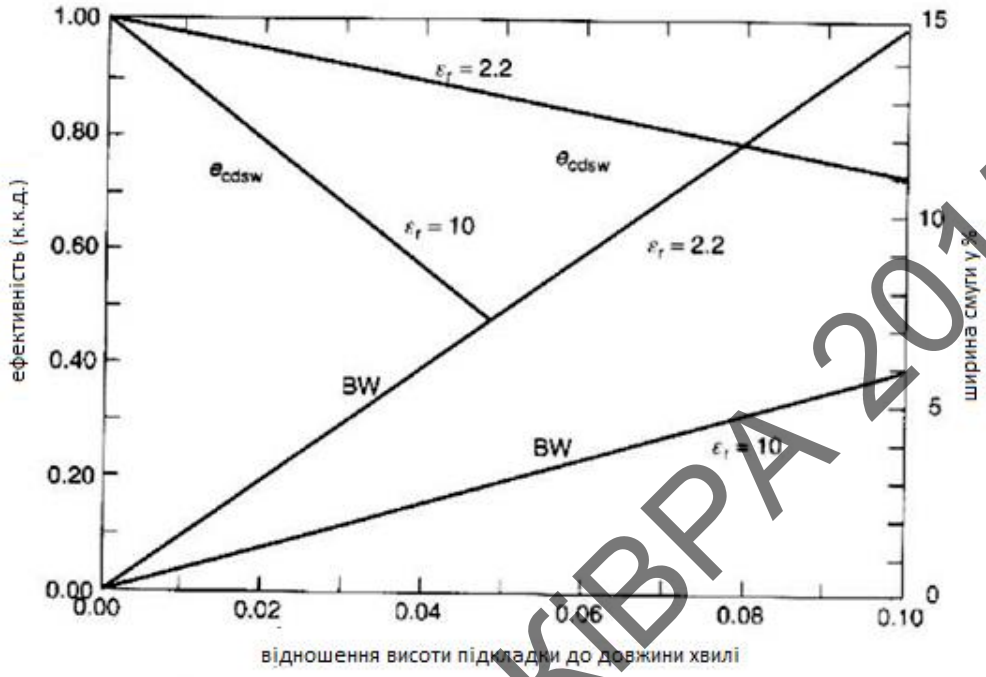


Рисунок 2.6 — Ефективність і смуга частот мікросмужкової антени для підкладок різної висоти (BW - смуга частот, ε_{cdsw} - ефективність, ε_r - відносна діелектрична проникність)

Більшість вищерозглянутих параметрів однорезонаторної мікросмужкової антени залежить від властивостей підкладки. Проте однією з основних переваг мікросмужкових антен є простота побудови лінійних та планарних решіток. Тому необхідно познайомитися ще з одним важливим робочим параметром - коефіцієнтом зв'язку між елементами решітки. Цей коефіцієнт впливає на властивості антени і є необхідним при проектуванні антенних решіток на основі мікросмужкових випромінювачів.

Коефіцієнт зв'язку між двома сусідніми мікросмужковими випромінюючими елементами визначається їх відносним розташуванням. На рис. 2.7 коефіцієнт взаємного зв'язку між двома елементами показаний у вигляді функції від відстані між ними в двох ортогональних площинах. Взаємний зв'язок між елементами антени здійснюється за допомогою хвиль: просторових, поверхневих і тих, що витикають або виникають внаслідок дії

М. В. Корнійчук. КІВРА 2015

полів вздовж границі розділу повітря-діелектрик і рухаються між елементами. Для електрично товстих підкладок на значення коефіцієнта зв'язку сильно впливають поверхневі хвилі в площині *E*, особливо при значній відстані між елементами[21].

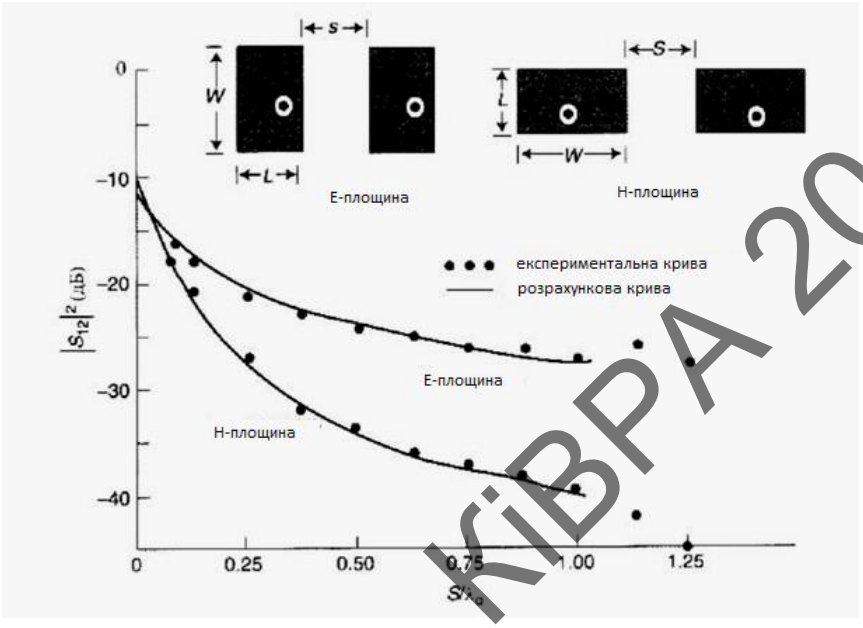


Рисунок 2.7 — Коефіцієнт взаємного зв'язку між двома коаксіальними лініями

2.4 Алгоритм проектування мікросмужкових випромінювачів

Щоб полегшити процес проектування, були розроблені різні методи аналізу в декількох зручних системах автоматизованого проектування (САПР). Базова конструкція антени обумовлена, зазвичай, людським досвідом, знаннями та прагненнями створити інноваційний продукт. Однак, оптимальний і точний дизайн в наш час не можуть бути створені без серйозних інструментів теоретичного аналізу. Рис 2.8 зображує типовий процес розробки мікросмужкової антени. Блок з написом " забезпечення комп’ютерного аналізу" являє собою центральний блок обробки, в яку оператор повинен ввести дані правильного проектування, щоб почати процес проектування. Першим кроком у розробці антенної решітки на основі мікросмужкових елементів повинен бути створення проекту одного мікросмужкового випромінюючого елементу.

М.В. Корнійчук, КІВРА 2015

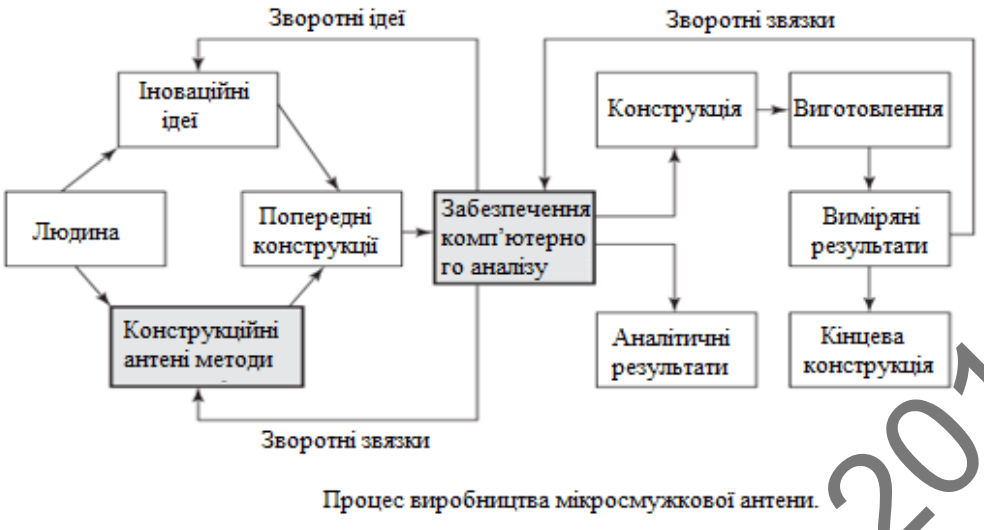


Рисунок 2.8 — Алгоритм проектування мікросмужкових антен

Проектування мікросмужкової антени за допомогою САПР вимагає апріорного знання про приблизний розмір мікросмужкового резонатора, тоді САПР зможе проводити електродинамічний аналіз структури із конкретними розмірами, а не випадковими числами. За допомогою декількох ітерацій комп'ютерного коду, проектувальник повинен мати можливість визначити точні розміри мікрополоскової антени. Після того, як розміри структури відомі, інші параметри (наприклад, вхідний опір, робоча смуга частот, діаграма направленості) можуть бути точно обчислені за допомогою інших методів. Вищезгадане апріорне знання про приблизний розмір мікросмужкового резонатору може бути отримане через досвід або за допомогою інженерних методик попередніх розрахунків на основі простих рівнянь в замкнутій формі. Дві найпопулярніші і часто використовувані форми мікросмужкового резонатора: прямокутна (або квадратна) і колова, мають прості рівняння в замкнутому вигляді. Ці рівняння дозволяють розрахувати розміри мікросмужкового резонатора, виходячи із потрібного значення резонансної частоти, товщини підкладки і діелектричної постійної. Точність таких розрахунків знаходиться в межах 2% для випадку тонких діелектричних підкладок[22].

Існують не тільки переваги, а також недоліки і певні труднощі, пов’язані з мікросмужковими антенами. Для оптимального проектування

М.В. Корнійчук, КВРА 2015

необхідно добре розуміти властивості мікросмужкових структур. Далі наведені переваги та недоліки в порівнянні зі звичайними антенами (спіральні, рупорні, рефлекторні та ін).

Переваги мікросмужкових антен:

1. Надзвичайно низький профіль антени, мала вага та малий об’єм структури. Також можливе встановлене мікросмужкової антени на вигнуту поверхню. Ці властивості ідеально підходять для створення конформних структур для аерокосмічної техніки.
2. Елемент або решітка можуть бути точно і швидко виготовлені у великій кількості за допомогою простого процесу травлення друкованої плати. Ця технологія також дозволяє проводити тісну інтеграцію мікросмужкових випромінювачів з монолітними пасивними або активними мікрохвильовими компонентами.
3. Можливі багаточастотні топології мікросмужкових антен.

Недоліки:

1. Мікросмужкова антена з товщиною підкладки менше 0,02 від довжини хвилі у вільному просторі в загальному випадку має вузьку робочу смугу частот, менше 3..5%. Тим не менш, з розвитком технологій досягнуті значення ширини робочої смуги частот до 50% і більше. В загальному випадку це досягається завдяки збільшенню геометричних розмірів антени.
2. Класична конфігурація мікросмужкової антени може працювати з відносно низьким рівнем потужності. Це пов’язано з малою відстанню між резонатором та землею. Як правило, максимальна потужність обмежена значеннями до декількох десятків ват у неперервному режимі випромінювання. Тим не менш, в залежності від товщини матеріалів та робочої частоти може бути досягнута пікова імпульсна потужність в декілька кіловат.
3. Решітка на основі мікросмужкових антен, як правило, має більші омічні втрати в порівнянні з іншими типами антен. Це відбувається

М. В. Корнійчук, КІВРА 2015

завдяки втратам в діелектричній підкладці. При відносно великій кількості елементів переходять до технології АФАР, в якій на кожен елемент антени або групу елементів припадає один підсилювач[20].

2.5 Основні стандарти Wi-Fi та його робота

У 1990 р. Комітет зі стандартів IEEE 802 (Інститут інженерів з електротехніки та електроніки). сформував робочу групу за стандартами для бездротових локальних мереж 802.11. Це група зайнялася розробкою загального стандарту для радіоустаткування і мереж, що працюють на частоті 2,4 ГГц з швидкостями 1 і 2 Мбіт/с. Робота зі створення стандарту були завершені через сім років, і в червні 1997 р. була ратифікована перша специфікація 802.11.

Стандарт IEEE 802.11 став першим стандартом для продуктів WLAN від незалежної міжнародної організації. Однак до моменту виходу стандарту у світ спочатку закладена в ньому швидкість передачі даних виявилася недостатньою. Це послужило причиною подальших доопрацювань, тому сьогодні можна говорити про групу стандартів.

В даний час широко використовується переважно вже ряд стандартів групи IEEE 802.11 основні з яких представлені в таблиці 1.1

Таблиця 1.1 - Основні характеристики стандартів групи IEEE 802.11

Стандарт	802.11a	802.11g	802.11n
Частотний діапазон, ГГц	5,15-5,25	2,4-2,483	2,4 или 5,0
Швидкість, Мбіт/с	6-54	1-54	6-300
Сумісність	802.11 n	802.11 b/n	802.11 a/b/g
Метод модуляції	BPSK, QPSK OFDM	BPSK, QPSK OFDM	BPSK, 64-QAM
Дальність зв'язку в приміщенні, м	10-20	20-50	50-100
Дальність зв'язку поза приміщенням, м	150	250	500

М. В. Корнійчук, КІВРА 2015

2.5.1 Стандарт IEEE 802.11a

Стандарт IEEE 802.11a передбачає швидкість передачі даних до 54 Мбіт/с. На відміну від базового стандарту специфікаціями 802.11a передбачена робота в новому частотному діапазоні 5ГГц. В якості методу модуляції сигналу вибрано ортогонально частотне мультиплексування (OFDM), що забезпечує високу стійкість зв'язку в умовах багатопроменевого поширення сигналу. Відповідно до правил FCC частотний діапазон UNII розбитий на три 100-мегагерцевого піддіапазону, що розрізняються обмеженнями по максимальній потужності випромінювання. Нижчий діапазон (від 5,15 до 5,25 ГГц) передбачає потужність всього 50 мВт, середній (від 5,25 до 5,35 ГГц) - 250 мВт, а верхній (від 5,725 до 5,825 ГГц) - 1 Вт Використання трьох частотних піддіапазонів із загальною шириною 300 МГц робить стандарт IEEE 802.11a самим широкосмуговим з сімейства стандартів 802.11 і дозволяє розбити весь частотний діапазон на 12 каналів, кожен з яких має ширину 20 МГц, причому вісім з них лежать в 200-мегагерцовому діапазоні від 5,15 до 5,35 ГГц, а решта чотири канали - у 100-мегагерцовому діапазоні від 5,725 до 5,825 ГГц рис. 2.9 При цьому чотири верхніх частотних каналу, що передбачають найбільшу потужність передачі, використовуються переважно для передачі сигналів поза приміщеннями.

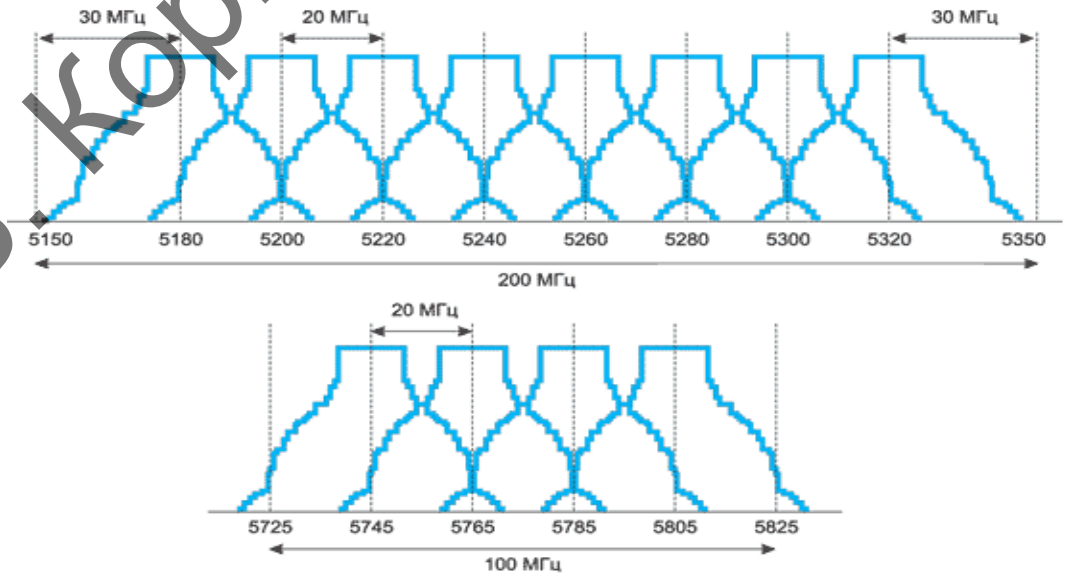


Рисунок 2.9- Поділ діапазону UNII на 13 частотних піддіапазонів

М. В. Корнійчук, КіВРА 2015

Стандарт IEEE 802.11a заснований на техніці частотного ортогонального розділення каналів з мультиплексуванням (OFDM). Для розділення каналів застосовується зворотне перетворення Фур'є з вікном в 64 частотних підканалах. Оскільки ширина кожного з 13 каналів, що визначаються в стандарті 802.11a, має значення 20 МГц, виходить, що кожен ортогональний частотний підканал (піднесуча) має ширину 312,5 кГц. Однак з 64 ортогональних підканалів задіюється тільки 52, причому 48 з них застосовуються для передачі даних (Data Tones), а решта - для передачі службової інформації (Pilot Tones). За технікою модуляції протокол 802.11a мало чим відрізняється від 802.11g. На низьких швидкостях передачі для модуляції піднесуть частот використовується двійкова і квадратурна фазові модуляції BPSK і QPSK.

2.5.2 Стандарт IEEE 802.11g

Стандарт IEEE 802.11g, прийнятий у 2003 році, є логічним розвитком стандарту 802.11b і передбачає передачу даних в тому ж частотному діапазоні, але з більш високими швидкостями. Крім того, стандарт 802.11g повністю сумісний з 802.11b, тобто будь-який пристрій 802.11g має підтримувати роботу з пристроями 802.11b. Максимальна швидкість передачі даних у стандарті 802.11g становить 54 Мбіт/с. При розробці стандарту 802.11g розглядалися дві конкуруючі технології: метод ортогонального частотного поділу OFDM, запозичений зі стандарту 802.11a і запропонований до розгляду компанією Intersil, і метод двійкового пакетного згорткового кодування PBCC, запропонований компанією Texas Instruments. В результаті стандарт 802.11g містить компромісне рішення: в якості базових застосовуються технології OFDM і CCK, а опціонально передбачено використання технології PBCC. Ідея згорткового кодування (пакет двійкових згорткових кодування, PBCC) полягає в наступному. Вхідна послідовність інформаційних біт перетвориться в загортковому кодері таким чином, щоб кожному вхідному биту відповідало більше одного вихідного.

М.В. Корнійчук, КІВРА 2015

2.5.3 Стандарт IEEE 802.11n

Цей стандарт був затверджений 11 вересня 2009 року. 802.11n за швидкістю передачі порівнянна з дротяними стандартами. Максимальна швидкість передачі стандарту 802.11n приблизно в 5 разів перевищує продуктивність класичного Wi-Fi.

Можна відзначити наступні основні переваги стандарту 802.11n:

- Велика швидкість передачі даних (близько 300 Мбіт/с);

- Рівномірний, стійке, надійне і якісне покриття зони дії станції, відсутність непокритих ділянок;

- Сумісність з попередніми версіями стандарту Wi-Fi.

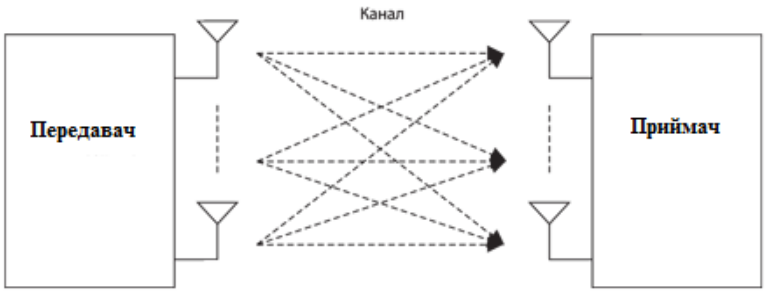
Недоліки:

- Велика потужність споживання;

- Два робочих діапазону (можлива заміна обладнання);

- Ускладнена і більше габаритна апаратура.

Збільшення швидкості передачі в стандарті IEEE 802.11n досягається, по-перше, завдяки подвоєнню ширини каналу з 20 до 40 МГц, а по-друге, за рахунок реалізації технології MIMO. Технологія MIMO (Multiple Input Multiple Output) передбачає застосування декількох передавальних і приймаючих антен. За аналогією традиційні системи, тобто системи з однієї передавальної і однієї приймаючої антеною, називаються SISO (Single Input Single Output). Стандарт IEEE 802.11n заснований на технології OFDM-



Малюнок 2.10 - Принцип реалізації технології MIMO

MIMO. Дуже багато реалізовані в ньому технічні деталі запозичені з стандарту 802.11a, проте в стандарті IEEE 802.11n передбачається

М. В. Корнійчук, КіВРА 2015

використання як частотного діапазону, прийнятого для стандарту IEEE 802.11a, так і частотного діапазону, прийнятого для стандартів IEEE 802.11b / g. Тобто пристрої, що підтримують стандарт IEEE 802.11n, можуть працювати в частотному діапазоні або 5, або 2,4 ГГц.

Передана послідовність ділиться на паралельні потоки, з яких на приймальному кінці відновлюється вихідний сигнал. Тут виникає деяка складність - кожна антена приймає суперпозицію сигналів, які необхідно відокремлювати один від одного. Для цього на приймальному кінці застосовується спеціально розроблений алгоритм просторового виявлення сигналу. Цей алгоритм заснований на виділенні піднесе і виявляється тим складніше, чим більше їх число. Єдиним недоліком використання MIMO є складність і громіздкість системи і, як наслідок, більш високе споживання енергії. Для забезпечення сумісності MIMO-станцій і традиційних станцій передбачено три режими роботи:

- Успадкований режим (legacy mode).
- Змішаний режим (mixed mode).
- Режим зеленого поля (green field mode).

Кожному режиму роботи відповідає своя структура преамбули - службового поля пакету, яке вказує на початок передачі і служить для синхронізації приймача і передавача. У преамбулі міститься інформація про довжину пакета і його типі, включаючи вид модуляції, обраний спосіб кодування, а також всі параметри кодування. Для виключення конфліктів у роботі станцій MIMO і звичайних (з одного антеною) під час обміну між станціями MIMO пакет супроводжується особливою преамбулою і заголовком. Отримавши таку інформацію, станції, що працюють в успадкованому режимі, відкладають передачу до закінчення сеансу між станціями MIMO. Крім того, структура преамбули визначає деякі первинні завдання приймача, такі як оцінка потужності прийнятого сигналу для системи автоматичного регулювання посилення, виявлення початку пакета, зсув за часом і частоті.

М. В. Корнійчук, КіВРА 2015

Режими роботи станцій MIMO. Успадкований режим. Цей режим передбачений для забезпечення обміну між двома станціями з одного антеною. Передача інформації здійснюється за протоколами 802.11a. Якщо передавачем є станція MIMO, а приймачем - звичайна станція, то в передавальній системі використовується тільки одна антена і процес передачі йде так само, як і в попередніх версіях стандарту Wi-Fi. Якщо передача йде у зворотному напрямку - від звичайної станції в многоантенную, то станція MIMO використовує багато прийомних антен, однак у цьому випадку швидкість передачі не максимальна. Структура преамбули в цьому режимі така ж, як у версії 802.11a.

. Деякі методи захисту приймаються і на канальному рівні. Залежно від використовуваної смуги пропускання режими роботи класифікуються наступним чином:

1. Наслідуваний режим. Цей режим потрібний для узгодження з попередніми версіями Wi-Fi. Він дуже схожий на 802.11a / g як по обладнанню, так і по смузі пропускання, яка становить 20 МГц.

2. Подвійний наслідуваний режим. Пристрої використовують смугу 40 МГц, при цьому одні й ті ж дані посилаються по верхньому і нижньому каналу (кожен шириною 20 МГц), але зі зміщенням фази на 90 °. Структура пакета орієнтована на те, що наступником є звичайна станція. Дублювання сигналу дозволяє зменшити викривлення, підвищуючи тим самим швидкість передачі.

3. Режим з високою пропускною здатністю. Пристрої підтримують обидві смуги частот - 20 і 40 МГц. У цьому режимі станції обмінюються тільки пакетами MIMO. Швидкість роботи мережі максимальна.

4. Режим верхнього каналу. У цьому режимі використовується тільки верхня половина діапазону 40 МГц. Станції можуть обмінюватися будь-якими пакетами.

5. Режим нижнього каналу. У цьому режимі використовується тільки нижня половина діапазону 40 МГц. Станції також можуть обмінюватися

М.В. Корнійчук, КІВРА 2015

будь-якими пакетами.

Методи підвищення швидкодії. Швидкість передачі даних залежить від багатьох факторів таблиця 1.2 і, перш за все, від смуги пропускання. Чим вона ширше, тим вище швидкість обміну. Другий фактор - кількість паралельних потоків. У стандарті 802.11n Максимальна кількість каналів дорівнює 4. Також велике значення мають тип модуляції і метод кодування. Перешкодостійкі коди, які звичайно застосовуються в мережах, передбачають внесення деякої надмірності. Якщо захисних бітів буде занадто багато, то швидкість передачі корисної інформації знизиться. У стандарті 802.11n максимальна відносна швидкість кодування становить до 5/6, тобто на 5 бітів даних припадає один надлишковий. У таблиці 1.2 наведені швидкості обміну при квадратурної модуляції QAM і BPSK. Видно, що за інших однакових параметрах модуляція QAM забезпечує набагато більшу швидкість роботи, також приведено швидкість передачі даних при різних захисних інтервалах CP=800 нс та CP=400 нс.

Таблиця 1.2 - Швидкість передачі даних при різних типах модуляції

Модуляція	Відносна швидкість кодування	Полоса пропускання, МГц	Кількість піднесущих	Число каналів	Швидкість передачі даних при CP=800нс	Швидкість передачі даних при CP=400нс
BPSK	1/20	20	52	1	6,5	7,2
64-QAM	5/6				65	72,2
BPSK	1/2			2	13	14,4
64-QAM	5/6				130	144
BPSK	1/2			3	19.5	21,7
64-QAM	5/6				195	216,7
BPSK	1/2			4	26	28,9
64-QAM	5/6				260	288,9
BPSK	1/2	40	108	1	13,5	15
64-QAM	5/6				135	150
BPSK	1/2			2	27	30
64-QAM	5/6				270	300
BPSK	1/2			3	40.5	45
64-QAM	5/6				405	450
BPSK	1/2			4	54	60
64-QAM	5/6				540	600

М.В. Корнійчук, КІВРА 2015

Передавачі та приймачі 802.11n

У стандарті IEEE 802.11n допускається використання до чотирьох антен у точки доступу і бездротового адаптера. Обов'язковий режим передбачає підтримку двох антен у точки доступу і однієї антени і бездротового адаптера. У стандарті IEEE 802.11n передбачені як стандартні канали зв'язку шириною 20 МГц, так і канали з подвоєною шириною. Передані дані проходять через скремблер, який вставляє в код додаткові нулі чи одиниці (так зване маскування псевдовипадковим шумом), щоб уникнути довгих послідовностей однакових символів. Потім дані поділяються на N потоків і надходять на кодер з прямою корекцією помилок (FEC). Для систем з однією або двома антенами N = 1, а якщо використовуються три або чотири передавальних каналу, то N = 2.

Кодована послідовність поділяється на окремі просторові потоки. Біти в кожному потоці перемежіваются (для усунення блокових помилок), а потім модулюються. Далі відбувається формування просторово-часових потоків, які проходять через блок зворотного швидкого перетворення Фур'є і надходять на антени. Кількість просторово-часових потоків дорівнює кількості антен.

2.5.4 Стандарт IEEE 802.11ac

Крім більш високої швидкості передачі даних, яка може бути задіяна лише через кілька років, кожне удосконалення Wi-Fi приносить й інші переваги: підвищену стабільність сигналу, збільшений діапазон покриття, зниження енергоспоживання. Все вище перелічене справедливо і для 802.11ac, так що нижче зупинимося на кожному пункті докладніше. 802.11ac відноситься до п'ятого покоління бездротових мереж, і в розмовній мові за ним може закріпитися назва 5G Wi–Fi, хоча офіційно воно невірно. При розробці цього стандарту однією з головних цілей ставилося досягнення гігабітною швидкості передачі даних. У той час як використання додаткових, як правило, ще не задіяних каналів, дозволяє розігнати навіть 802.11n до значних 600 Мб / с (для цього використовуватимуться 4 канали, кожний з

М.В. Корнійчук, КіВРА 2015

яких працює на швидкості 150 Мб / с), гігабитну планку йому так і не судилося взяти, і ця роль дістанеться його наступнику. Вказану швидкість (один гігабіт) вирішено було брати не за всяку ціну, а із збереженням сумісності з більш ранніми версіями стандарту. Це означає, що в змішаних мережах всі пристрої будуть працювати незалежно від того, яку версію 802.11 вони підтримують. Для досягнення цієї мети 802.11ac буде як і раніше працювати на частоті до 6 ГГц. Але якщо в 802.11n для цього використовувалися відразу дві частоти (2,4 і 5 ГГц), а в більш ранніх ревізіях тільки 2,4 ГГц, то в AC низьку частоту викреслять і залишать лише 5 ГГц, оскільки саме вона більш ефективна для передачі даних.

Останнє зауваження може здатися дещо суперечливим, оскільки на частоті 2,4 Ггц сигнал краще поширюється на великі відстані, ефективніше огинаючи перешкоди. Однак цей діапазон вже зайнятий величезною кількістю «побутових» хвиль (від пристроїв Bluetooth до мікрохвильових печей та іншої домашньої електроніки), і на практиці його застосування тільки погіршує результат. Іншою причиною для відмови від 2,4 ГГц стало те, що в цьому діапазоні не вистачить спектра для розміщення достатньої кількості каналів шириною в 80-160 МГц кожен. Слід підкреслити, що, незважаючи на різні робочі частоти (2,4 і 5 ГГц), IEEE гарантує сумісність ревізії AC з більш ранніми версіями стандарту. Яким чином це досягається, докладно не пояснено, але швидше за все, нові чіпи будуть використовувати 5 ГГц як базову частоту, однак при роботі зі старими пристроями, не підтримують цей діапазон, зможуть перемикатися на більш низькі частоти.

Помітний приріст швидкості в 802.11ac буде отриманий за рахунок відразу декількох змін. В першу чергу, за рахунок подвоєння ширини каналу. Якщо в 802.11n він уже був збільшений з 20 до 40 МГц, то в 802.11ac складе цілих 80 МГц (за замовчуванням), а в деяких випадках і 160 МГц.

У ранніх версіях 802.11 (до N специфікації) всі дані передавалися лише в один потік. В N їх число може становити 4, хоча досі найчастіше використовуються тільки 2 канали. На практиці це означає, що сумарна

М. В. Корнійчук, КІВРА 2015

максимальна швидкість обчислюється як добуток максимальної швидкості кожного каналу на їх кількість. Для 802.11n отримуємо 150 х 4 = 600 Мб / с. У 802.11ac пішли далі. Тепер число каналів збільшено до 8, і максимально можливу швидкість передачі в кожному конкретному випадку можна дізнатися в залежності від їх ширини. При 160 МГц виходить 866 Мб / с, і, помноживши цю цифру на 8, отримуємо максимальну теоретичну швидкість, яку може забезпечити стандарт, тобто майже 7 Гб / с, що в 23 рази швидше, ніж дає 802.11n. Гігабітну, а тим більше 7-гігабітну швидкість передачі даних спочатку зможуть забезпечити далеко не всі чіпи. Перші моделі маршрутизаторів і інших Wi-Fi пристроїв будуть працювати на більш скромних швидкостях.

Економне енергоспоживання

Економне витрачання енергії стане однією з найсильніших сторін AC. Чіпи на базі цієї технології вже пророкують у всі мобільні пристрої, стверджуючи, що це підвищить автономність не тільки при рівною, але і при більш високій швидкості передачі даних.

На жаль, до виходу перших пристроїв більш точні цифри отримати навряд чи вдасться, а коли нові моделі будуть на руках, порівняти зрослу автономність можна буде лише приблизно, з огляду на те, що на ринку навряд чи буде два однакових смартфона, що відрізняються тільки бездротовим модулем. Очікується, що масово такі пристрої почнуть з'являтися в продажу ближче до кінця 2012 року, хоча перші ластівки вже видно на горизонті, наприклад, ноутбук Asus G75VW, представлений на початку літа. Нові пристрої до 6 разів енергоефективності при порівнянні з їх аналогами на базі 802.11n. Швидше за все, виробник мережевого устаткування посилається на якісь екзотичні умови тестування, і середня цифра економії буде набагато нижче наведеної, але все одно повинна помітно проявлятися у вигляді додаткових хвилин, а можливо, і годин роботи мобільних пристроїв.

Зросла автономність, як це часто буває, не є в даному випадку

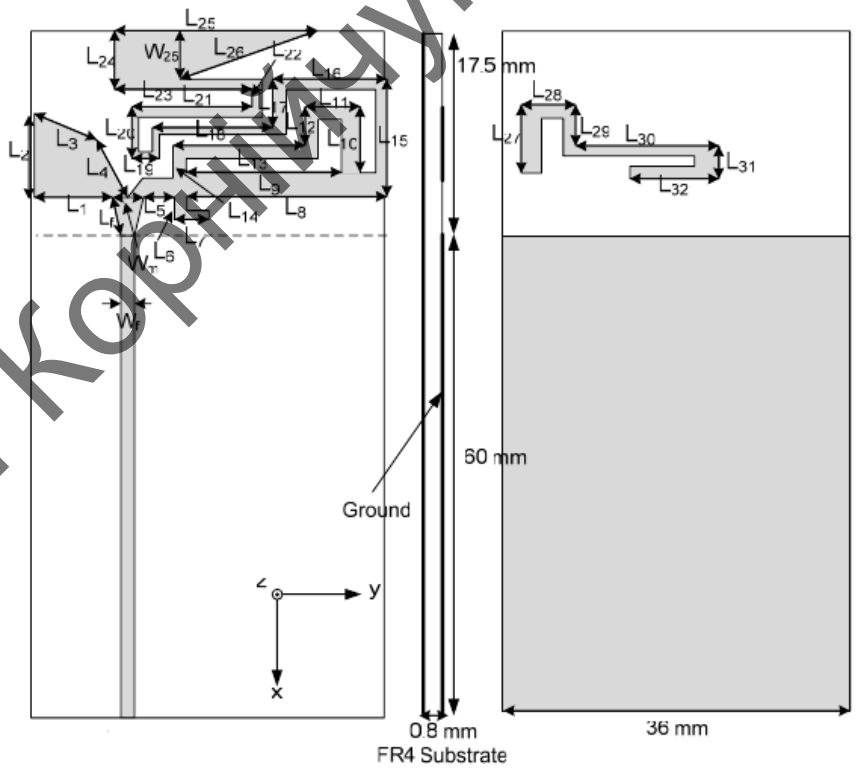
М. В. Корнійчук, КіВРА 2015

маркетинговим ходом, оскільки прямо випливає з особливостей роботи технології. Наприклад, той факт, що дані будуть передаватися на більшій швидкості, вже є причиною зниження витрати енергії. Оскільки той же обсяг даних може бути отриманий за менший час, бездротовий модуль буде відключений раніше і, отже, перестане звертатися до батареї [23].

2.6 Конструкції типових Wi-Fi антен

Ділі розглянемо ряд конструкцій мікросмужкових антен, які найчастіше використовуються на практиці. Для розгляду представлено чотири типові конструкції антен Wi-Fi діапазону.

Конструкція №1 запропонованої плоскої багато смугової антени показана на рис 2.10. Основа виготовлена з матеріалу FR4 (ε_r = 4,4), а товщина складає 0,8 мм. Антена розташована на верхній поверхні підкладки, з іншого боку шар заземлення 60x36 мм, який знаходиться під 50 омною лінією.



а б

Рисунок 2.10 — Конфігурація запропонованої багатосмугової плоскої антени, (а) вид зверху, (б) вид знизу

М. В. Корнійчук, КІВРА 2015

Антена містить чотири гілки на передній панелі і один паразитичний елемент в шарі заземлення. Всі гілки діють у чверть довжини хвилі резонансних мод, трикутна гілка з ліва призначена для забезпечення Wi-MAX групи управління (3,3-3,8 ГГц). Його конічна структура використовується для зменшення зв'язності з іншими діапазонами. Пластина типу меандр з права включає в себе три гілки, крихітні заглушки поблизу землі призначені для роботи у вищому ISM діапазоні (5,15-5,35, 5,75-5,85 ГГц). Довжина від точки подачі до кінця заглушки, становить приблизно 14,7 мм, що близько до чверті довжини хвилі в цьому діапазоні. Також частина пластини праворуч містить дві інші гілки. Одна із яких робить петлю в середині, а інша завивається по периметру антени. На зовнішній стороні розміщений продовгуватий меандро-подібній осередок, щоб здобути більш низьку частоту для GSM діапазону, в той час як середній цикл спрямований на GSM/DCS/ PCS/UMTS використовує близько 2 ГГц. Сильний зв'язок виникає між петлею і звивистими гілками через близькість компоновки. Таким чином, геометричні зміни в одному діапазоні не впливають на резонансну частоту та узгодження імпедансу в своїй зоні.

Паразитний елемент на звороті забезпечує також ISM смугу (2,4-2,48 ГГц). Цей елемент на звороті працює паралельно з петлею на передній панелі. Загальна довжина ділянок L27 через L30 становить 31,5 мм, що близько до чверті довжини хвилі на необхідній смузі. Довжина і ширина кінцевих ділянок L31 і L32 налаштовані за допомогою програмного середовища. Такий підхід виключає використання іншої гілки отже, допомагає в зменшені розміру антени. Рис. 2.11 показує, що шляхом середньої гілки у вигляді замкнутої петлі, створюється відносно широка смуга між 1,5 до 2,2 ГГц[24].

М. В. Корнійчук, КІВРА 2015

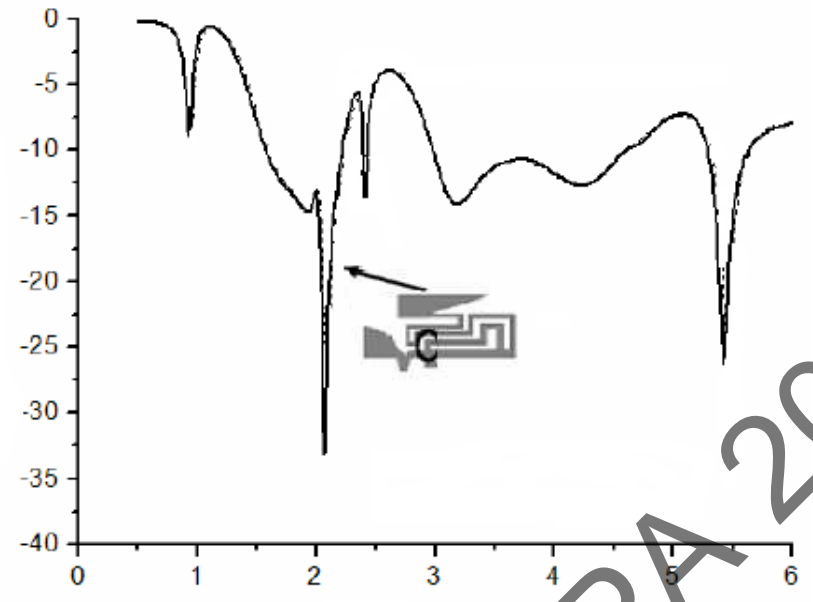


Рисунок 2.11 — АЧХ плоскої багатосмугової антени

Конструкція №2 плоскої монопольної антени. Плоска монопольна антена складається з трьох гілок, розроблена для DCS1800 / PCS1900 / локальні мережі. Конструкція запропонованої антени показаний на рис. 2.12.

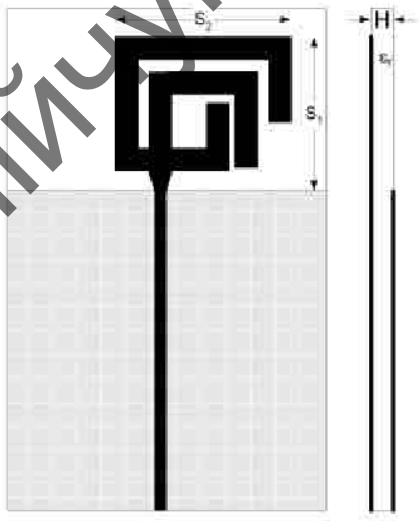


Рисунок 2.12 — Конструкція плоскої монопольної антени

На цій структурі можна побачити три гілки загорнуті в компактній прямокутній структурі і надруковані на тонкій підкладці разом з фідером. Заземлення знаходиться на іншій стороні підкладки. Три гілкова антена складається з антенного двухгілкового елемента і третьої гілки, яка охоплює двухгілковий елемент. Двогілковий елемент працює на 2,4 ГГц і 4,9-6,0 ГГц,

М. В. Корнійчук. КіВРА 2015

що охоплює смугу пропускання необхідну для IEEE 802.11a, 802.11b, 802.11g і 802.11j WLAN системи. Третій частотний діапазон визначається третьою гілкою і налаштований на частотній діапазон 1,7-2,0 ГГц. Ця група може охоплювати необхідну ширину смуги пропускання для DCS1800 або PCS1900 систем. Рис. 2.13 приведені теоретичні та виміряні результати амплітудо частотної характеристики даної антени[25].

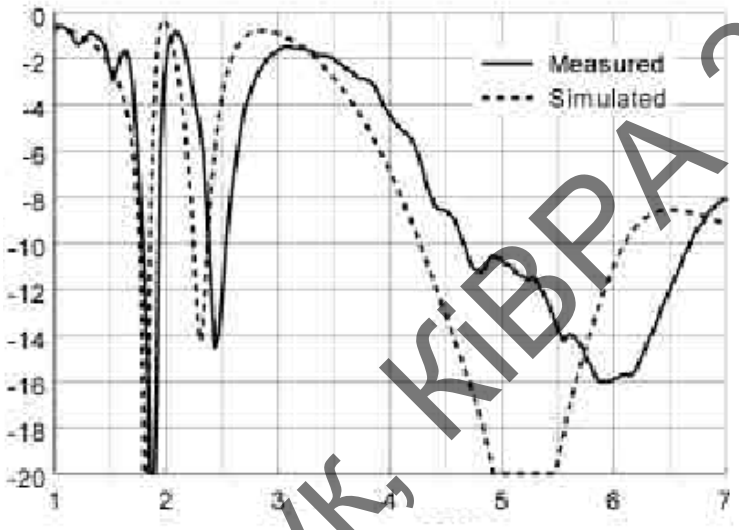
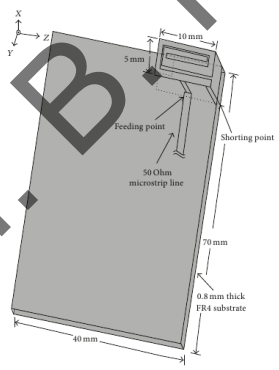
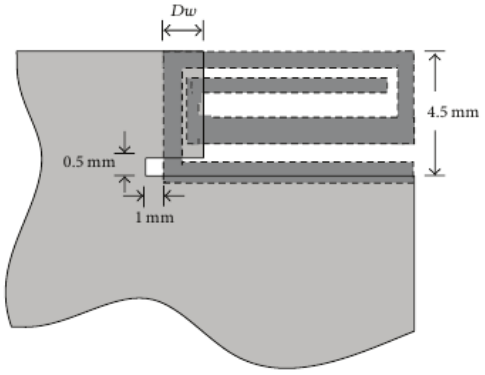


Рисунок 2.14 — АЧХ даної антени

Конструкція № 3 показана на рис 2.15(а) пропонованої двохдіапазонної мікросмужкової антени. Розмір горизонтальної площини складає 70х40 мм^2 який виконаний з матеріалу FR-4 з відносної діелектричної проникності 4,6 і висотою 0,8 мм.





а б

Рисунок 2.15 — Конструкція двох діапазонної мікросмужкової антени (а), зображення пластини заземлення(б)

М. В. Корнійчук, КІВРА 2015

Структура антени у вигляді меандру дозволяє отримати резонанси на частотах 2,4 і 5,8 ГГц. Рис. 2.15 (б) схематично зображує пропоновану структуру заземлення DGS. Як показано в [26], розмір і форма корпусу може відігравати значну роль у розширенні смуги пропускання антени. Це означає, що щілини в горизонтальній площині можуть сприяти оптимізації смуги пропускання антени.

Для того щоб змінити резонансні частоти, то потрібно регулювати індуктивні параметри в ланцюзі антени. Реальна і уявна частина імпедансу приблизно 50 Ом.

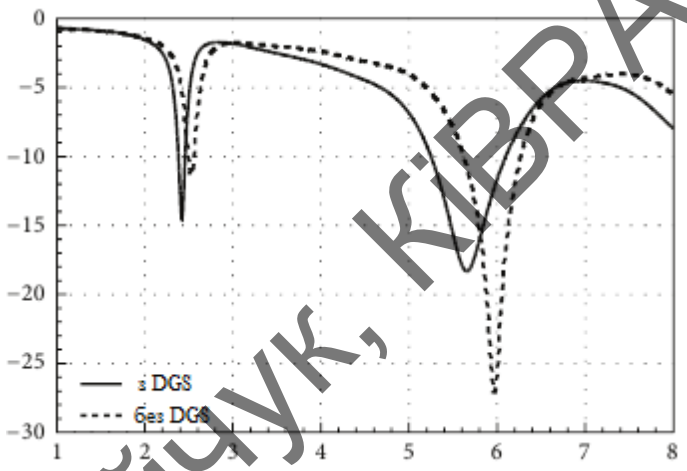


Рисунок 2.16 — АЧХ антени

Рис. 2.16 показує АЧХ без DGS і з DGS згідно цього малюнку, запропонована антена без DGS представляє дві резонансні піки перший пік з'являється на частоті 2,45 ГГц, в той час як другий пік з'являється на частоті 5,99 ГГц.

Зсув частоти можна спостерігати в структурі з DGS. Справді, в цьому випадку два піки на АЧХ спостерігаються на частоті 2,4 ГГц і на 5,62 ГГц. Смуги цих частот приблизно 0,06 на 2,39-2,45 ГГц і 0,9 на 5,22-6,12 ГГц [27].

Конструкція №4. Розміри запропонованої друкованої антени детально зображено на рис. 2.17. В якості основи використовується діелектрик FR4 з діелектричною проникністю $\varepsilon_r = 4{,}41$, і товщиною 1,6 мм.

М. В. Корнійчук, КІВРА 2015

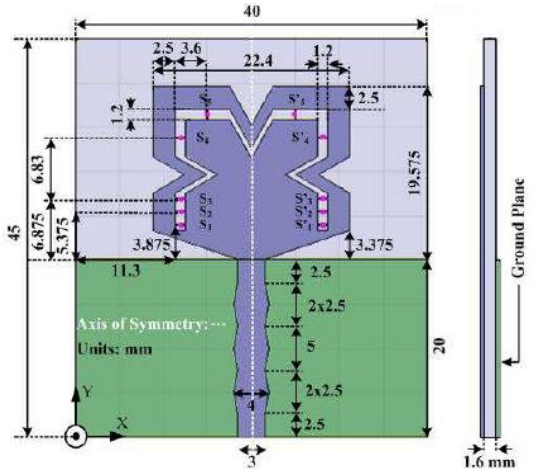


Рисунок 2.17 — Конструкція мікросмужкової антени

Інші розміри підкладки 4 см по ширини і 4,5 см по висоті. Заземлення є частковою лінією подачі, яка має зигзагоподібні кромки. В геометрії антени використовується випромінювач і U-подібні пази, щоб збільшити в антені електричну довжину для роботи при більш низьких діапазонах частот. Таким чином, простий спосіб продемонструвати радіочастотний перемикач в цій конструкції використовують 400x200 мкм прямокутну смужку, яка має ті ж розміри які представлені в [28]. Представлена антена має гарну продуктивність в умовах ізоляції і внесених втрат.

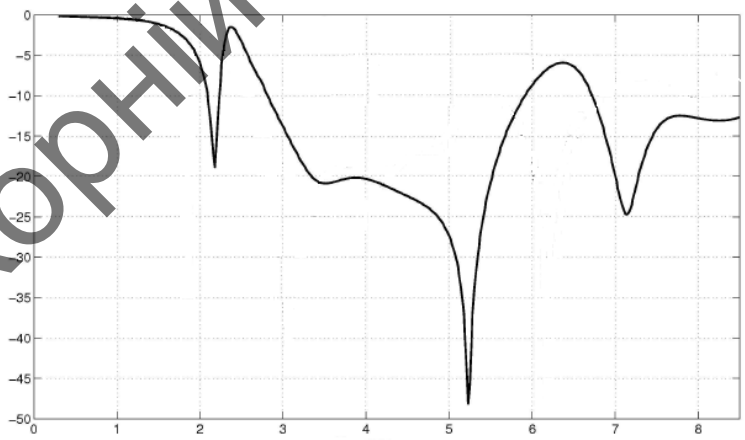
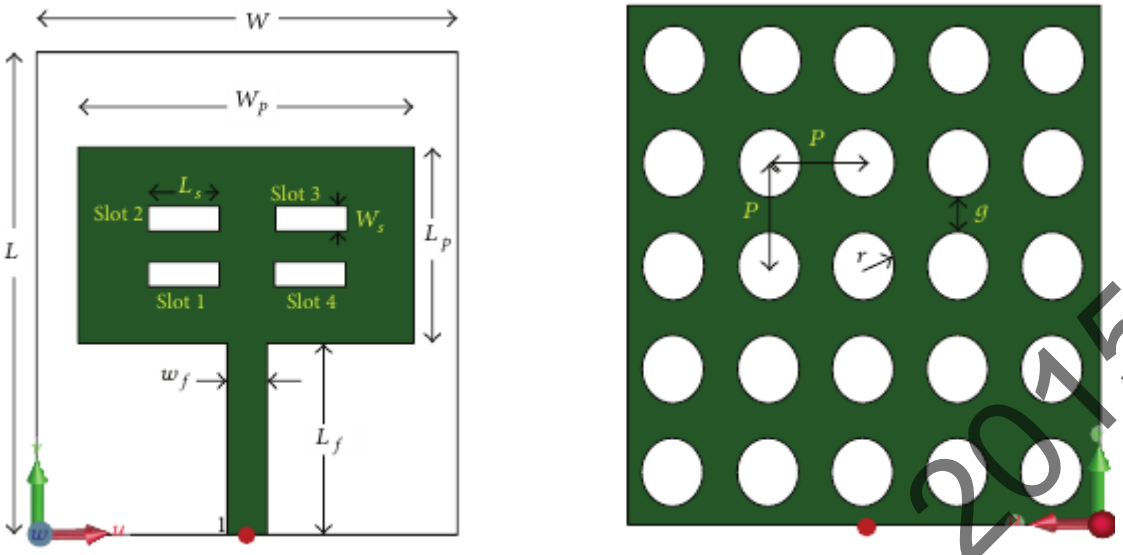


Рисунок 2.18 — АЧХ представленої антени

На рис. 2.18 представлена амплітудно-частотна характеристика даної антени, на якій можна спостерігати три піки. Резонансна частота першого піку знаходиться на 2,35 ГГц, другого піку 5,22ГГц и третього 7,15 ГГц [29].

Конструкція №5 Топологію запропонованої антени [30] зображено на рис. 2.19. Конструкція антени складається з випромінювача який має форму

М. В. Корнійчук, КІВРА 2015



а б

Рисунок 2.19 — Конструкція мікросмужкової антени з DGS неоднорідностями; (а) вид спереду, (б) вид з заду

прямокутного радіатора з чотирма прямокутними пазами, які розташовані симетрично по напрямку лінії живлення. Випромінювач живиться 50 Омною мікросмужковою лінією. Антена побудована на двосторонньому діелектричного матеріалу товщиною 1,6 мм, що має діелектричну постійну 4,5 і тангенс кута втрат 0,02 та товщину металізації 35 микрометрів з обох сторін. Цей матеріал є рентабельний та сумісний з великою кількістю електронних додатків і відповідає потребам більшості вже існуючих додатків. Характеристика коефіцієнту відбиття цієї антени наведена на рис. 2.20

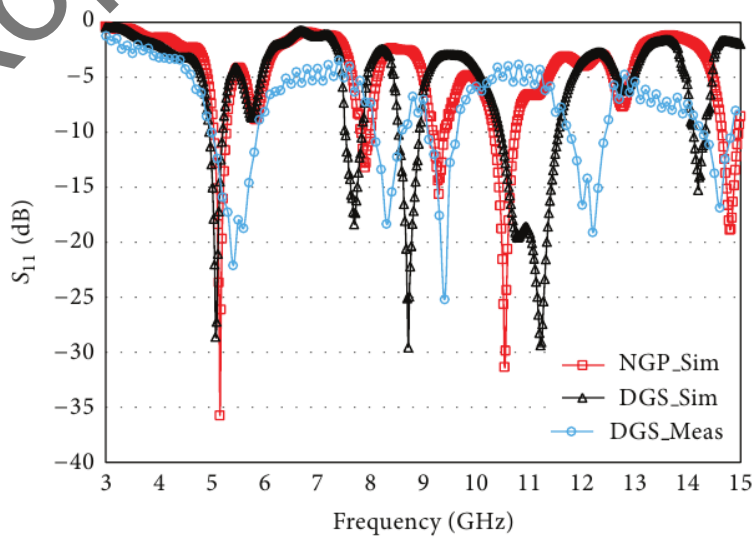


Рисунок 2.20 — Характеристика коефіцієнту відбиття мікросмужкового випромінювача

М. В. Корнійчук, КІВРА 2015

Далі представимо основні параметри вище представлених антен, і зробимо відповідні висновки для подальшого дослідження. Характеристики, та параметри антен наведені в таблиці 1.3.

Таблиця 1.3

№	f_r, ГГц	Δf, ГГц	S, мм^2 / a x b, мм	$S_{11мін}$, дБ	Складність виконання
1	2,44	2,40-2,48	300/7,750x3,60	–35	Складна
2	2,45	2,37-2,54	280/4,8x50	–15	Легка
3	2,42	2,39-2,45	280/40x70	–15	Середня
4	2,25	2,10-2,40	180/4,50x40	–20	Складна
5	5,20	4,70-5,70	160/40x40	-22	Середня

Таблиці наведені параметри вище представлених антен, з яких обираємо одну для подальшого дослідження та вдосконалення. Перша конструкція досить складна у виконанні, має найширшу полосу пропускання та найбільшу з представлених антен площу, також ця антена є багато-смужковою. Друга конструкція має теж достатньо широку полосу пропускання, середню з представлених антен площу, та є не складною у виконані в порівняні з іншими. Третя конструкція має вужчу полосу пропускання в порівнянні з попередніми конструкціями та середню з представлених антен площу, але дещо складна у виконані, оскільки випромінюючий елемент розташований в повітрі. Четверта конструкція має дещо зсунуту полосу пропускання, не великі розміри в порівняні представленими антенами, але складна у виконанні. П’ята конструкція має найменші розміри, середню складність виконання, та має досить цікаву конструкцію, що дасть нам можливість длі впровадити в неї тривимірні структури. Тож, з цих конструкцій для подальшого дослідження ми оберемо п’яту, оскільки вона не складна у виконанні має відповідні характеристики, та компактні розміри.

М. В. Корнійчук, КіВРА 2015

2.7 Висновки

В розділі були приведені приклади використання двовимірних структур в антенній техніці, які себе позиціонують найбільш ефективними в порівнянні з класичними мікросмужковими антенами.

Для прикладу, в звичайній мікносмужковій антені коефіцієнт відбиття був -17дБ при введенні в цю антену двовимірної структури став - 27дБ. Але більш ефективними структурами за двовимірні є тривимірні. Тож далі буде розглянуто впровадження тривимірних структур в конструкцію вже обраної в цьому розділі антени.

М. В. Корнійчук, КІВРА 2015

3 ПРОЕКТУВАННЯ ТА РОЗРАХУНКИ WI-FI АНТЕНИ

3.1 Розрахунок мікросмужкової антени

Проектування мікросмужкової антени базується на інженерній методиці розрахунку [20]. Розміри конструкції слід отримувати точними методами для забезпечення конкретних параметрів антени, які відповідають стандарту IEEE 802.11. Вхідними даними для процедури оптимізації мікросмужкової антени є величина діелектричної проникності підкладки та її товщина, а також резонансна частота.

В цьому розділі буде спроектована типова мікросмужкова антена та зображені її характеристики, які далі будуть порівняні з характеристиками антени з використанням тривимірних неоднорідностей. Для забезпечення резонансної частоті 2,45 ГГц заданої в технічному завданні, за матеріал основи візьмемо НВЧ матеріал RF4 фольгований міддю з двох сторін з діелектричною проникністю 4,6, товщиною 0,8мм.

Порядок розрахунку:

Починаємо з задавання основних параметрів:

f=2,45 ГГц – резонансна частота

h=0,8 мм – висота підкладки

ε=4,6 – діелектрична проникність підкладки

$\lambda = \frac{c}{f} = 12,2$ см - довжина хвилі у вільному просторі

Використовуючи формулу (2.1) знаходимо ширину антени $W = 3,735$ см. Ефективну діелектричну проникність в антені знаходимо за допомогою (2.2) $\varepsilon_e = 4,405$ зміна довжини випромінювача внаслідок дії граничних полів на контурах випромінювача через ε_e - ефективну діелектричну проникність, Δl можна оцінити за допомогою виразу(2.4), $\Delta l = 0,373$ см

Реальну довжину, яка менша ніж довжина півхвилі на величину $2\Delta l$ знаходимо, використовуючи формулу (2.3), $L = 2,904$ см.

Ефективна довжина $L_e = 2,978$ см

М.В. Корнійчук, КІВРА 2015

Для узгодження мікросмужкової лінії, за допомогою якої живиться антена, потрібно розрахувати точку ввімкнення. Антена має найбільший вхідний опір, який лежить в межах 150-300 Ом, на краях щілин (пучність напруги та вузол струму), та мінімум в центрі.

Розрахунок точки ввімкнення лінії передачі, де опір антени буде приблизно рівний опору ліній.

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} = 0,503 \text{ см}$$

Провідність однієї щілини знаходиться за формулою (2.5) $G1 = 9,366 \cdot 10^{-4}$

Взаємний вплив щілин одна на одну знаходиться теж за формулою(2.5)

$G12 = 5,753 \cdot 10^{-4}$

Вхідний опір антени

$$R_{in} = \frac{1}{2 \cdot (G1 + G12)} = 330,707 \ Ом$$

Точка ввімкнення нормується на опір лінії 50 Ом.

$$R_{in}(y0) = \frac{1}{2 \cdot (G1 + G12)} \cdot \cos^2\left(\frac{\pi}{L} y_0\right), \ 50 = R_{in} \cdot \cos^2\left(\frac{\pi}{L} y_0\right)^2, \ a\cos\left(\sqrt{\frac{50}{R_{in}}}\right) = 1,171$$

$y_0 = \frac{1.171 \cdot L}{\pi} = 1,082$ см. – відстань від краю антени до точки ввімкнення.

Ширину вирізів в антені вибираємо з умов технологічності, тобто травлення міді не вимагало спеціальних умов виготовлення. В нашому випадку ця величина становить 0,7 см.

В результаті розрахунків ми створили модель в программному пакеті Microwave Studio, в якому реалізовано електродинамічний аналіз різноманітних НВЧ структур, який базується на розв'язанні систем рівнянь Максвела методом скінченного інтегрування у часовій області. Вид зверху топології мікросмужкового випромінювача показаний на рис.3.1 Розрахована характеристика діаграми направленості представлена на рис.3.2. Видно, що КНД антени в максимумі складає 7,0 дБ, а ширина променя за рівнем –3дБ складає 95,9˚. При цьому напрям головного випромінювання дещо зміщено на 2˚ градусів від нормалі до поверхні підкладки. Останнє зумовлено

М. В. Корнійчук, КІВРА 2015

скінченними розмірами підкладки і несиметрією живлення мікросмужкового резонатора.

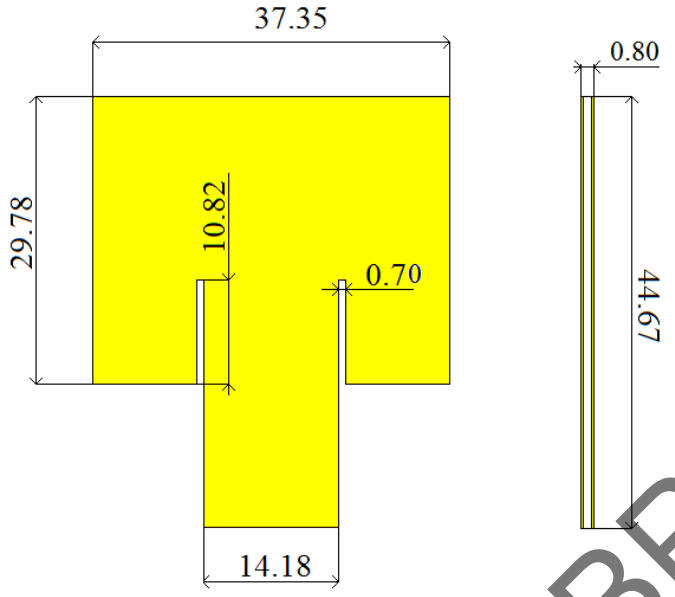


Рисунок 3.1 — Топологія мікросмужкового випромінювача

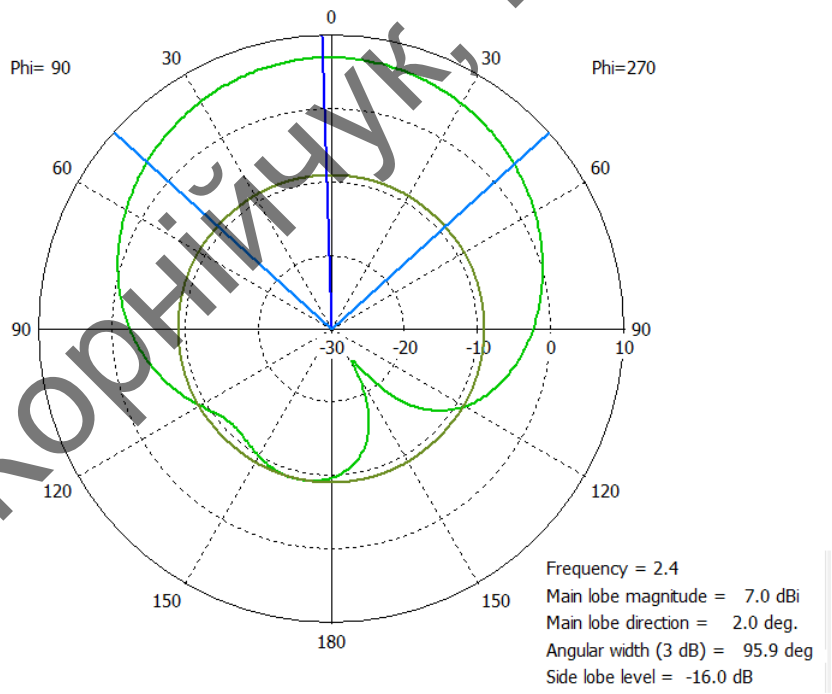


Рисунок 3.2 — Діаграма спрямованості антени у вертикальній площині

На рис. 3.3 зображена теоретична залежність коефіцієнту відбиття від частоти. На характеристиці залежності коефіцієнту відбиття від частоти ми спостерігаємо вузьку смугу робочих частот, що складає 120 МГц за рівнем КСХН<3.

М. В. Корнійчук, КіВРА 2015

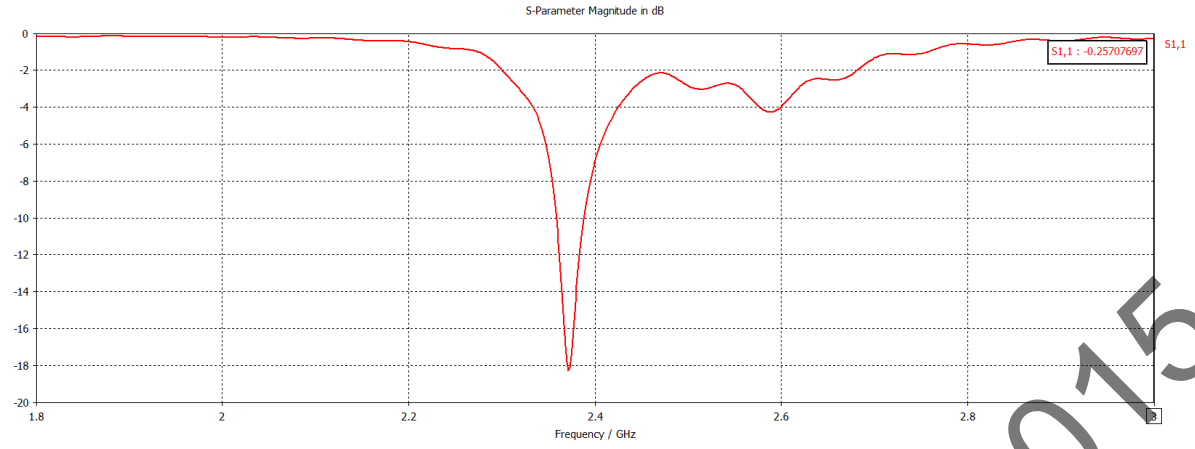


Рисунок 3.3 — Характеристика коефіцієнту відбиття мікросмужкового випромінювача

Для досягнення більш точного значення характеристик та точних розмірів проведемо оптимізацію. Оптимізація буде проводитись класичним алгоритмом Classic Powell він є простий та надійний місцевий оптимізатор одного чи двох параметрів. На рис 3.4 зображено оптимізовані розміри антени, що робить процес виробництва більш простим.

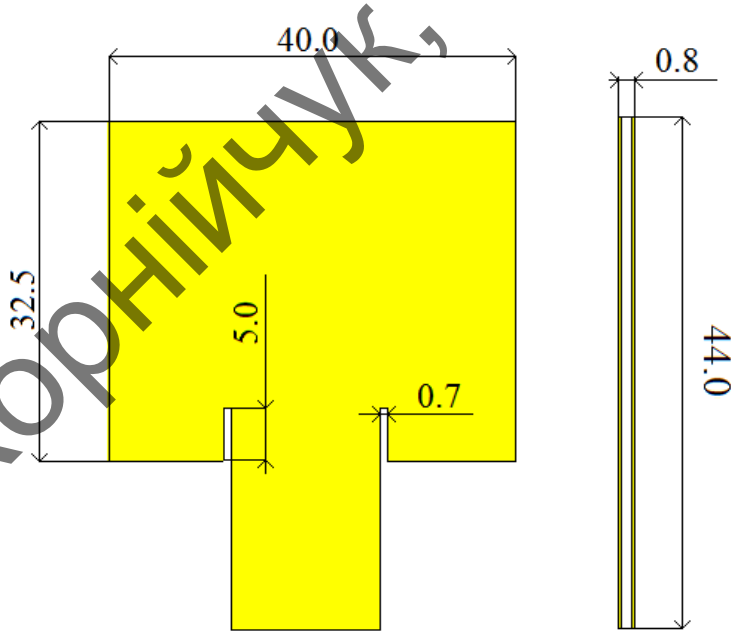


Рисунок 3.4 — Топологія мікросмужкового випромінювача після оптимізації

Після оптимізації резонансна частота вирівнялася до 2,45 ГГц рис.3.5, що відповідає стандарту IEEE 802.11. Смуга частот розширилась з 120 ГГц до148 ГГц, що робить антену більш універсальною.

М. В. Корнійчук, КІВРА 2015

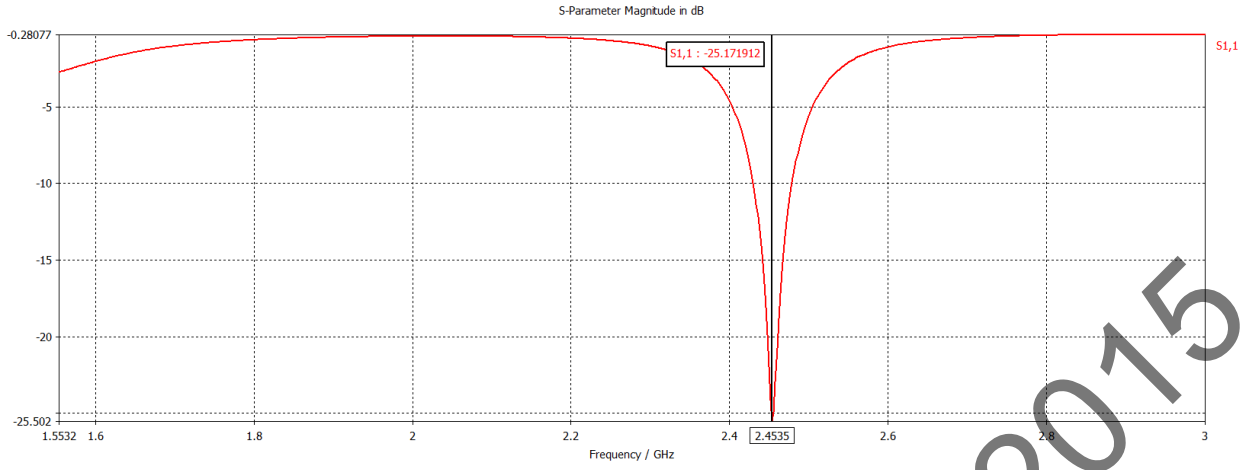
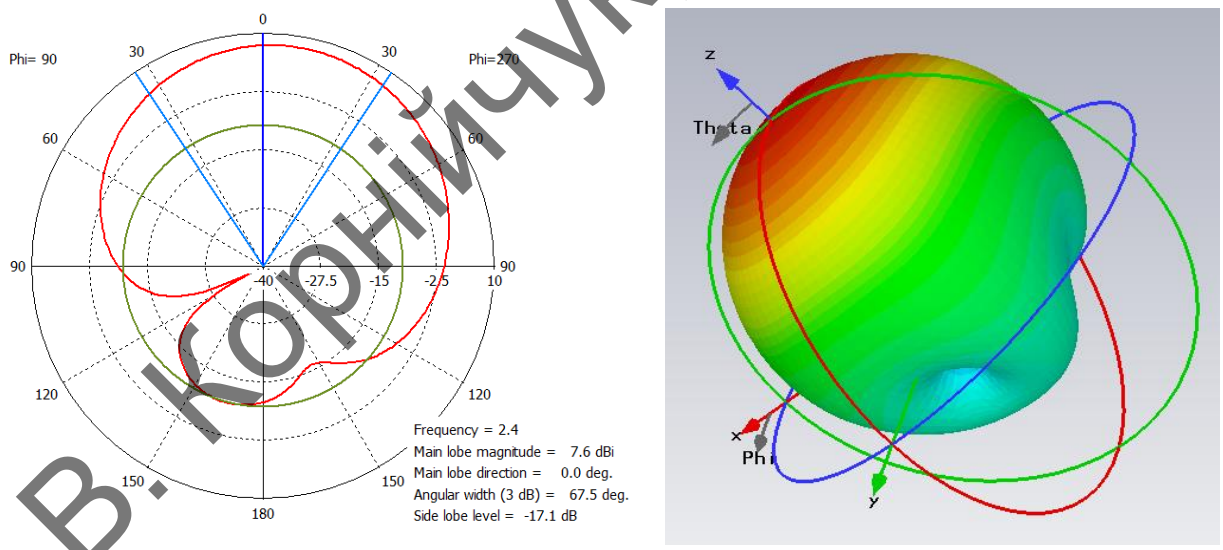


Рисунок 3.5 — Характеристика коефіцієнту відбиття мікросмужкового випромінювача

Також після оптимізації характеристика діаграми направленості змінилась рис.3.6 (а). Видно, що КНД антени в максимумі складає 7,6 дБ, а не 7,0 дБ, як було в попередніх розрахунках, ширина променя за рівнем –3дБ складає 67,5˚. При цьому напрям головного випромінювання направлений чітко до нормалі.



а б

Рисунок 3.5 — Діаграма направленості антени (а) в полярному вид, (б) в 3D вид

Для того щоб впевнитись що мої розрахунки вірні, потрібно провести розрахунки при біль високій точності. Тож змінимо параметри сітки розбиття з гексоганальної з параметрами Linesperwavelength 10, Lowermeshlimit 10, Meshlineratiolimit 15, Refine PEC 3 на Linesperwavelength 25, Lowermeshlimit

М В. Корнійчук, КІВРА 2015

25, Meshlineratiolimit 30, Refine PEC 6. На рис. 3.6 риведено характеристики двох розрахунків 1– при стандартних значеннях, 2– при високій точності.

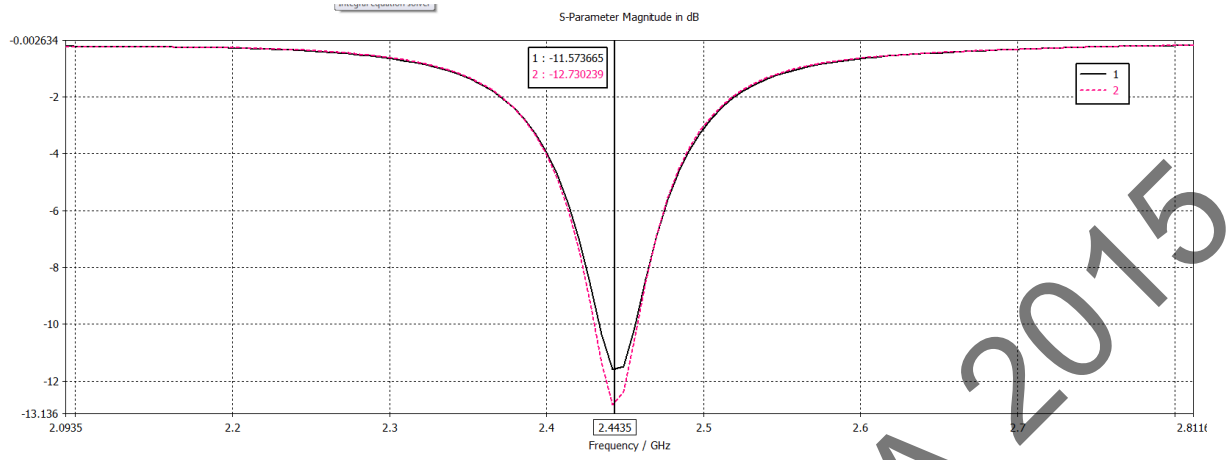


Рисунок 3.6 — Характеристика коефіцієнту відбиття мікросмужкового випромінювача за різних значеннях сітки розбиття обрахованих за допомогою часового розв’язувача

Також проведемо обрахунки за допомогою частотного розв’язувача, щоб підтвердити точність обрахунків, оскільки всі попередні обрахунки були виконані за допомогою часового розв’язувача. На рис. 3.7 зображено характеристика коефіцієнту відбиття мікросмужкового випромінювача розв’язаного за допомогою частотного розв’язувача, на якій резонанс дорівнює 2,45 ГГц.

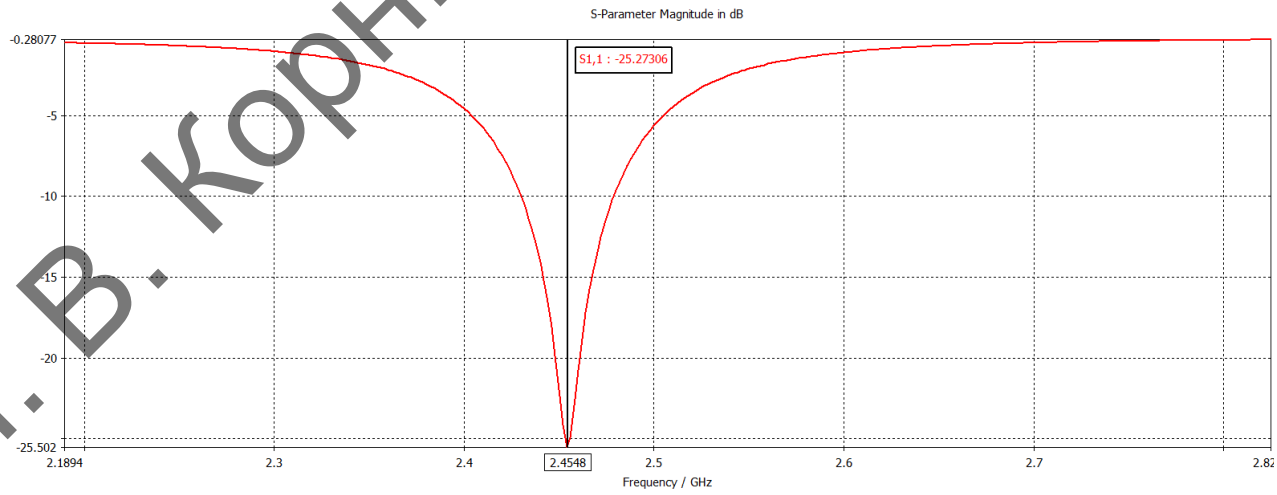


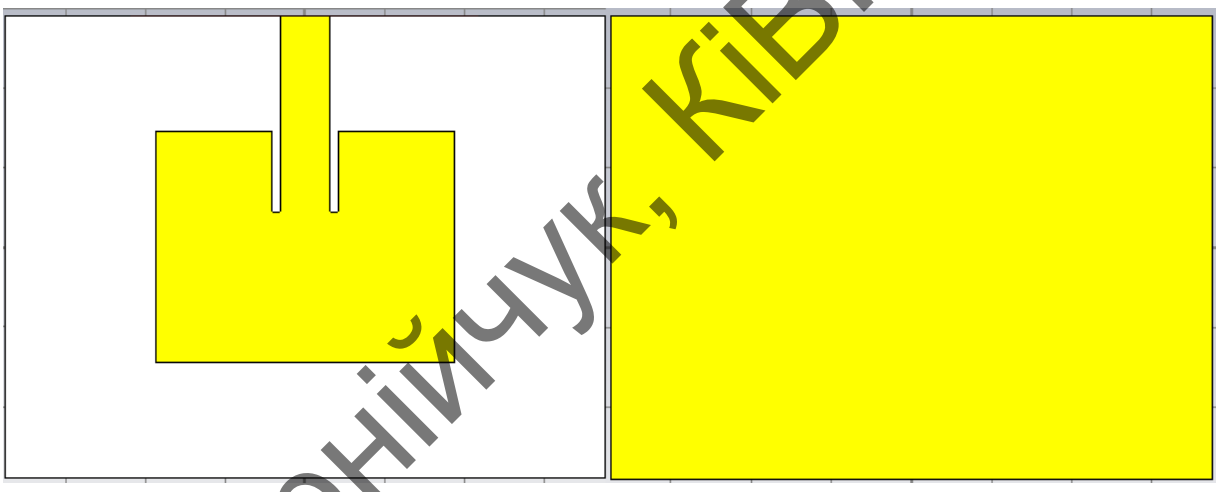
Рисунок 3.7 — Характеристика коефіцієнту відбиття мікросмужкового випромінювача розв’язаного за допомогою частотного розв’язувача

З рисунків 5.9, 5.10, 5.11, 5.12 видно те, що резонансна частота не змінюється, а це свідчить, що всі розрахунки були виконані правильно та вірно обраховані розміри антени.

М. В. Корнійчук, КІВРА 2015

3.2 Впровадження тривимірних неоднорідностей в мікросмужкову антену

Для того щоб зрозуміти як тривимірні неоднорідності поводять себе в антенній техніці, візьмемо іншу теж спроектовану мною мікросмужкову антену Wi-Fi діапазону рис.3.8 Іншу тому, що в попередній антені була занадто тонка товщина діелектричної основи для того, щоб вносити в неї тривимірні структури. В запропоновані антені товщина діелектрика 1,6 мм, що цілком достатньо для тривимірних структур. Діелектрична проникливістю 4,3 матеріал RF-4, та з товщиною металізації 35 мкм, резонансна частота 2,45 ГГц, та смуга пропускання 130 МГц за рівнем -3 дБ.



а б

Рисунок 3.8 — Топологія мікросмужкової антени (а) вид спереду, випромінювач; (б) вид ззаду, пластина заземлення

Характеристика коефіцієнту відбиття мікросмужкового випромінювача зображена на рис. 3.9, з графіку видно, на якій частоті відбувається резонанс та коефіцієнт відбиття.

М. В. Корнійчук, КіВРА 2015

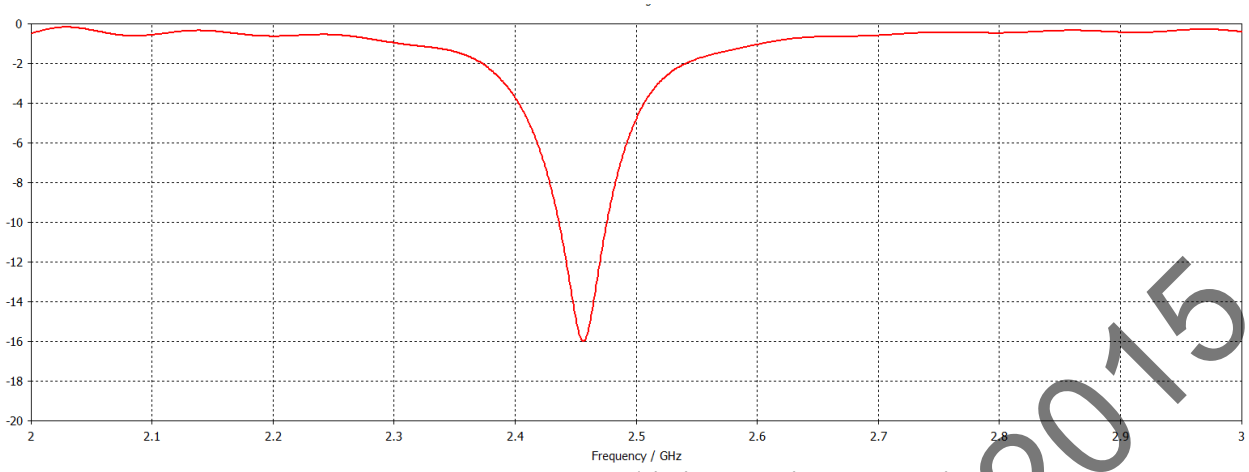
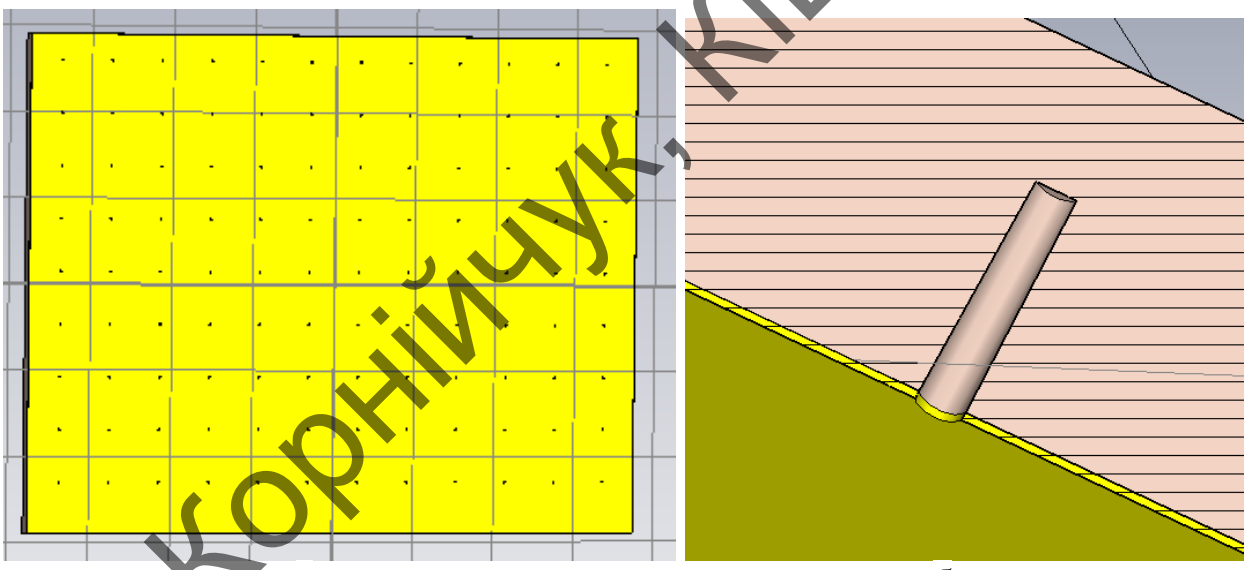


Рисунок 3.9 — Характеристика коефіцієнту відбиття мікросмужкового випромінювача

Далі в шар заземлення структури цієї мікросмужкової антени будемо вносити тривимірні структури циліндричної форми рис 3.10, як це показано в [30].



а б

Рисунок 3.10 — Заземлююча пластина (а)з тривимірними неоднорідностями (б) збільшений вигляд тривимірної неоднорідності

Неоднорідність має глибину 1 мм, та діаметр 0,1 мм та 0,3 мм на рис 3.11 зображено різницю між типовою мікросмужковою антеною та антеною з неоднорідностями.

М. В. Корнійчук, КіВРА 2015

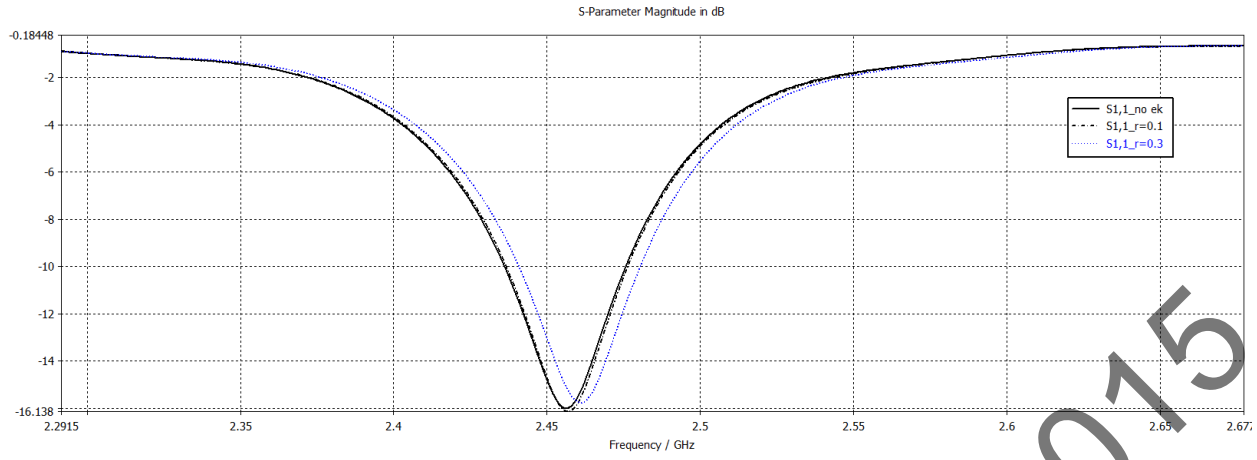


Рисунок 3.11 — Порівняльна характеристика коефіцієнту відбиття мікросмужкового випромінювача

З рис 3.11 видно, що різниці між характеристиками типової мікросмужкової антени та антени з тривимірними неоднорідностями майже не помітно. Це виникає із-за того, що отвір досить малий в порівнянні з довжиною хвилі, тому хвиля його проходить майже не помічаючи. Але як тільки збільшується діаметр неоднорідності, то відразу помітно з якої величини характеристика почне змінюватись. На рис 3.12 зображено, як змінюється характеристика коефіцієнту відбиття мікросмужкового випромінювача від зміни діаметру тривимірної неоднорідності.

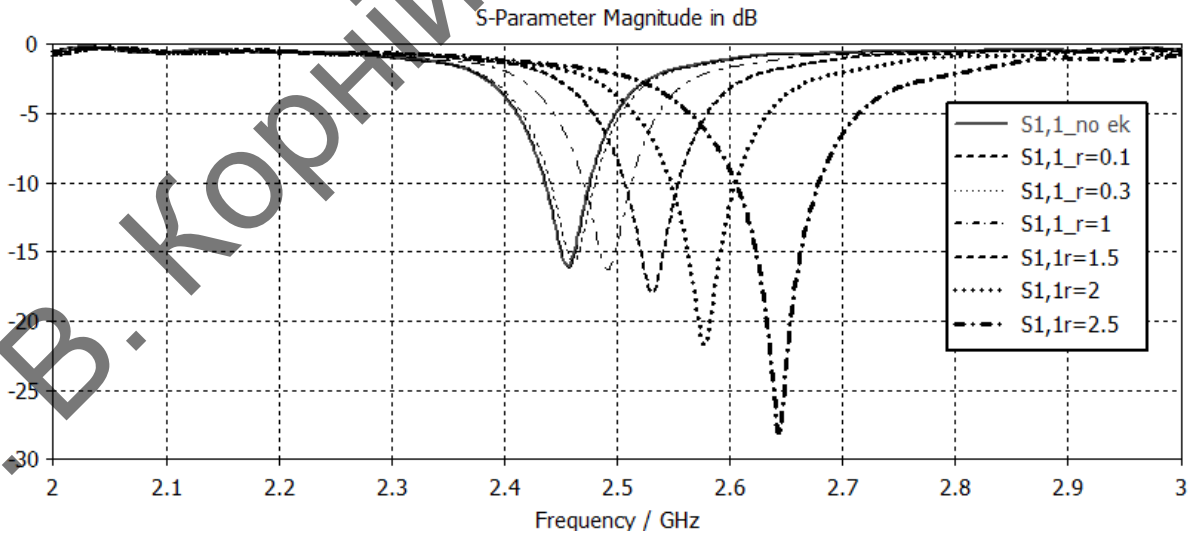


Рисунок 3.12 — Порівняльна характеристика коефіцієнту відбиття мікросмужкового випромінювача при зміні діаметру тривимірної структури

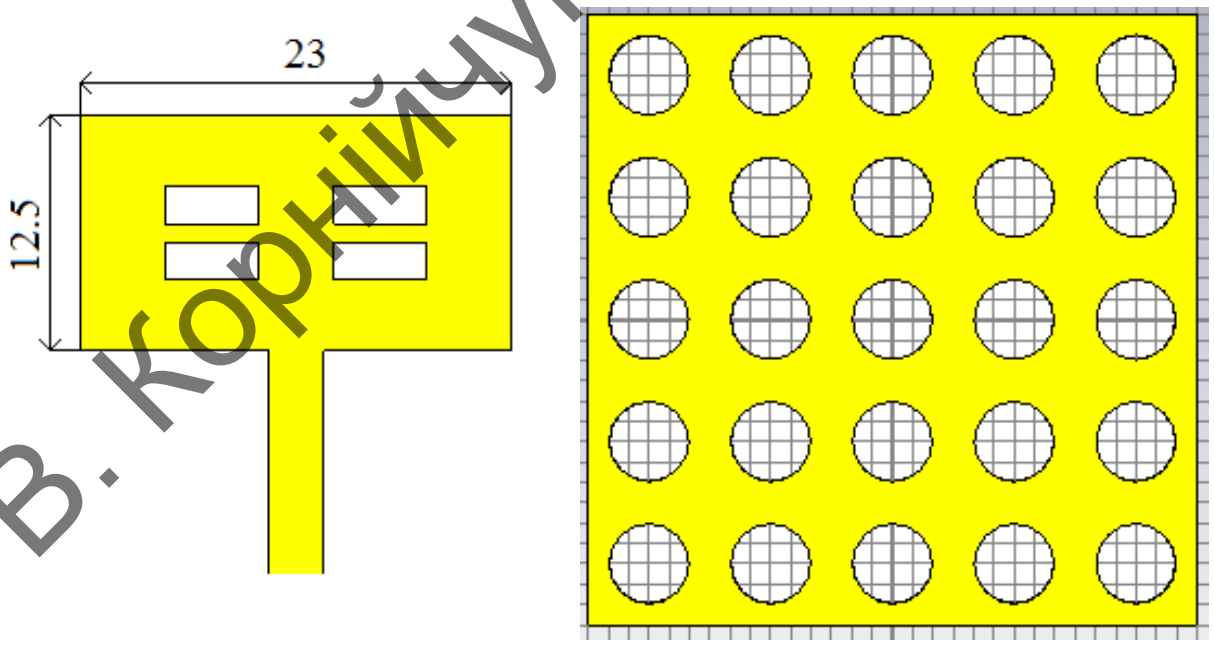
Максимальне значення глибини та ширини смуги пропускання припадає на діаметр 2,5 мм, при більших значеннях характеристика починає рухатись в зворотну сторону та з’являється негативне задане випромінювання. Антена з

М.В. Корнійчук, КІВРА 2015

тривимірними неоднорідностями має смугу пропускання 220 МГц, що в півтори рази ширше в порівнянні типовою антеною. Також з рис 3.12 видно, що резонансна частота теж змінилась, щоб її налаштувати під резонансну частоту 2,45 ГГц потрібно буде збільшити ширину випромінювача, який відповідає за резонансну частоту. В результаті отримаємо більшу на декілька міліметрів антену, але з ширшою в півтори рази смугою пропускання.

3.3 Дослідження впливу періодичних ЕК неоднорідностей в мікросмужковій антені

Далі буде розглянуто антену обрану в попередньому розділі, в якій вже використовуються двовимірні DGS неоднорідності[30] та буде впроваджено в неї тривимірні неоднорідності, для того щоб показати відмінність та порівняти їх. В роботі будуть використовуватись тривимірні неоднорідності круглої циліндричної форми, глибиною 1 мм, саме такий тип неоднорідностей є найбільш ефективний, тому і буде використовуватись в роботі. Топологію запропонованої антени зображено на рис. 3.13.



а б

Рисунок 3.13 — Конструкція мікросмужкової антени з DGS неоднорідностями; (а) вид спереду, (б) вид з заду

М. В. Корнійчук, КІВРА 2015

Змоделювавши, та розрахувавши дану антену, були отримано характеристику коефіцієнту відбиття мікросмужкового випромінювача рис. 3.14, всі обрахунки було проведено при параметрах сітки розбиття Linesperwavelength 25, Lowermeshlimit 25, Meshlineratiolimit 30, Refine PEC 6.

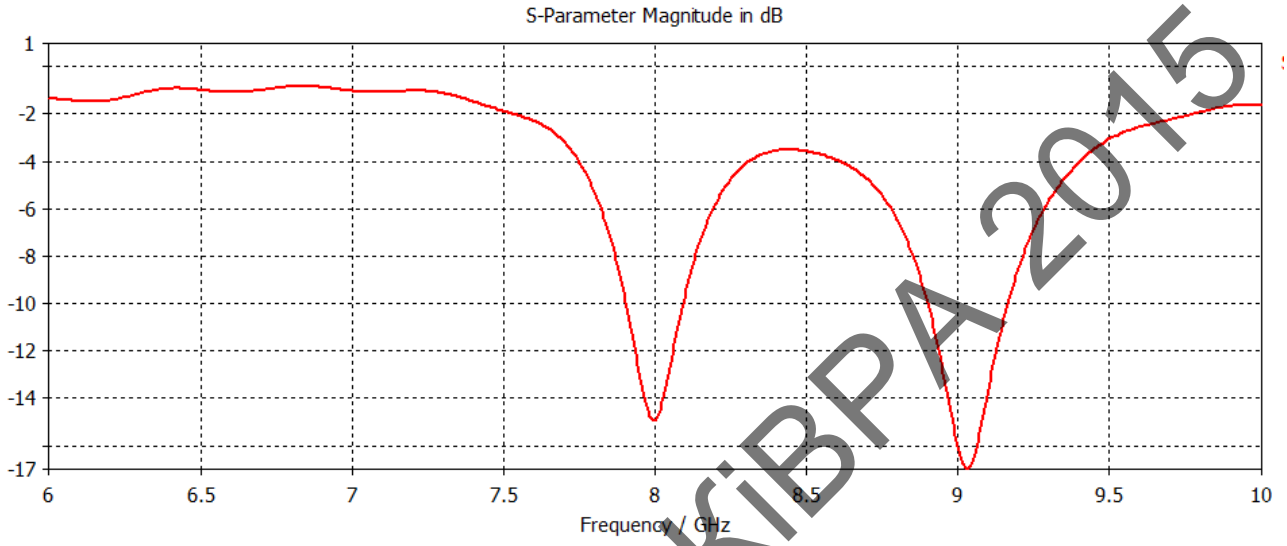


Рисунок 3.14 — Характеристика коефіцієнту відбиття мікросмужкового випромінювача

З рис. 3.14 видно, що дана антена є декількох діапазонна, має резонансні піки на частоті 8 ГГц та 9,05 ГГц. Діаграма направленості зображена на рис. 3.15

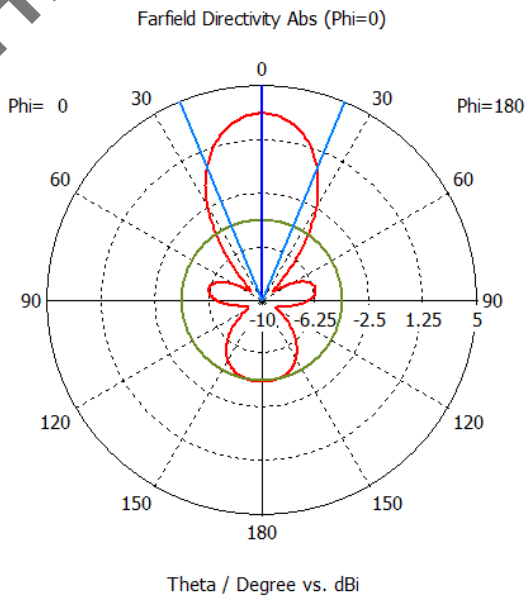


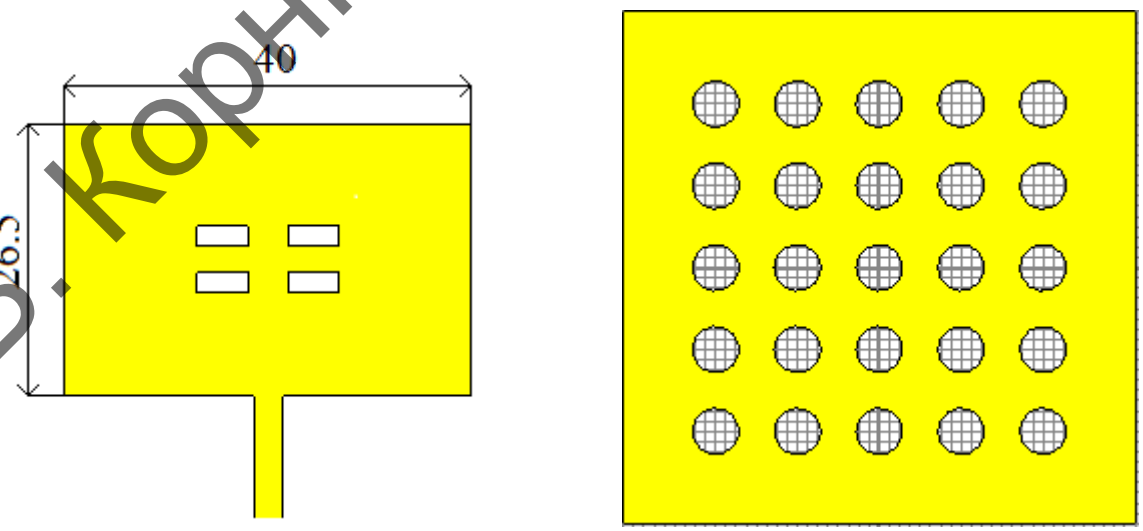
Рисунок 3.15 — Діаграма направленості мікросмужкової антени на частоті 8 ГГц у горизонтальній площині

М. В. Корнійчук, КІВРА 2015

З рис. 3.15 видно, що КНД антени в максимумі складає 3,5 дБ, а ширина променя за рівнем –3дБ складає 45˚. При цьому напрям головного випромінювання направлений чітко до нормалі, поверхні підкладки.

Оскільки, в цій антені вже використовуються двовимірні структури, які себе позиціонують більш ефективними ніж звичайні мікросмужкові пристрої, також відомо те, що тривимірні структури більш ефективні за двовимірні [31] тож впровадимо в цю структуру тривимірні неоднорідності. Дана антена спроектована на частоти 8 ГГц та 9 ГГц, але в даній роботі береться до уваги Wi-Fi діапазон, де резонансна частота 2,45 ГГц тож будемо змінювати розміри антенного випромінювача методом оптимізації поки не отримаємо бажаний результат. Оптимізація буде проводитись класичним алгоритмом Classic Powell він є простий та надійний місцевий оптимізатор одного чи двох параметрів.

Провівши оптимізацію, була отримала потрібна резонансна частота 2,45 ГГц, але при зменшенні резонансної частоти збільшились розміри антени, оскільки розміри випромінювача обернено пропорційні довжині хвилі. На рис 3.16 зображено топологію мікросмужкової антени вже після оптимізації.



а б

Рисунок 3.16 — Конструкція мікросмужкової антени з DGS неоднорідностями; (а) вид спереду, (б) вид ззаду

М. В. Корнійчук, КІВРА 2015

З рис. 3.16 видно на скільки збільшились розміри випромінювача. Графік коефіцієнту відбиття зображено на рис. 3.17.

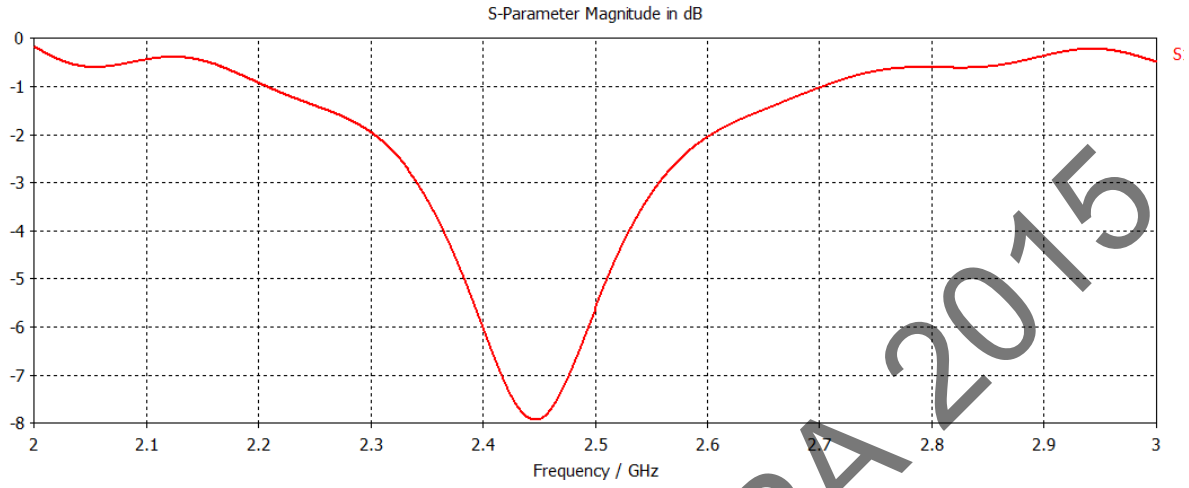


Рисунок 3.17 — Характеристика коефіцієнту відбиття мікросмужкового випромінювача

З рис. 3.17 видно, що резонансна частота повністю співпала, що до Wi-Fi діапазону, але недостатне узгодження. Для того, щоб його покращити проведемо оптимізацію деяких параметрів. На рис.3.18 представлено залежність зміни ефективності від зміни величини радіуса.

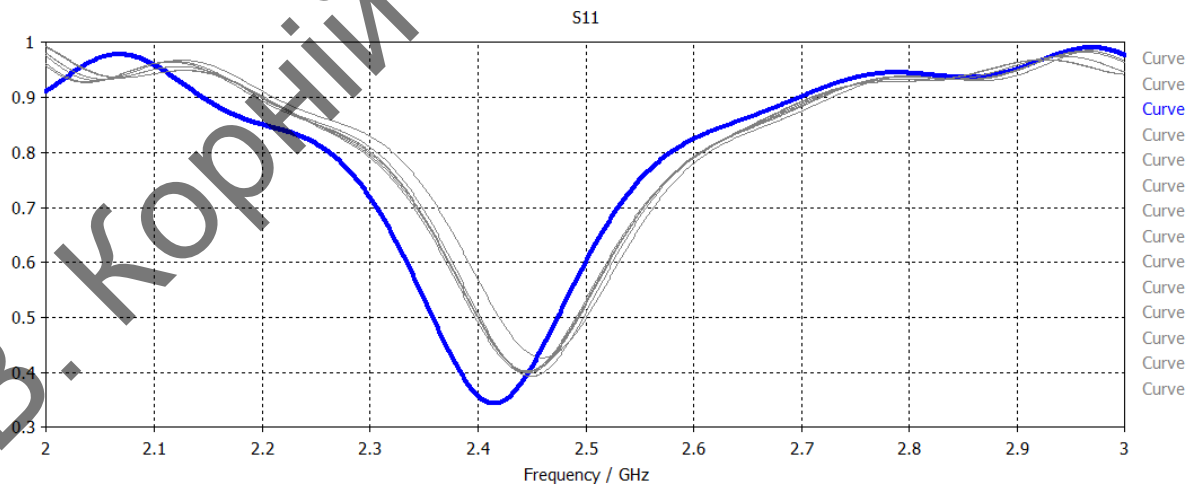


Рисунок 3.18 — Впливу радіусу на ефективність

Найкращий результат має третя лінія 2,6615 мм, це можимо побачити в програмному середовищі Microwave studio, якщо виділити певну характеристику та натиснути Curve info. Далі проведемо оптимізацію та

М. В. Корнійчук, КіВРА 2015

подивимось, як впливає на ефективність відстань між неоднорідностями рис. 3.19.

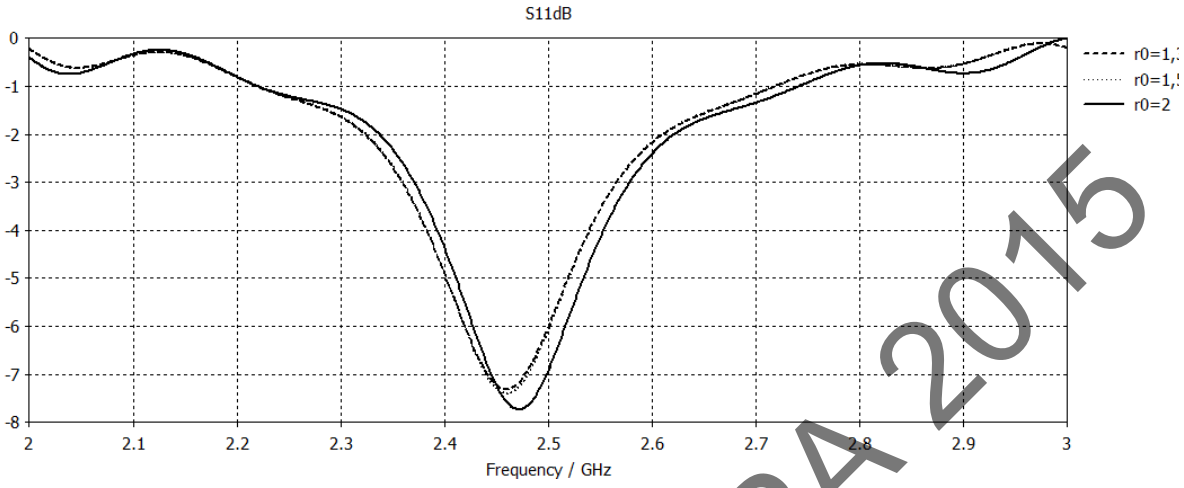


Рисунок 3.19 — Впливу величини між неоднорідностями на ефективність

З рис 3.19 видно, що найкращий результат відстані між круглими неоднорідностями має значення 2мм. Також значно покращити характеристики можна узгодивши мікросмужкову лінію, за допомогою якої живиться антена, потрібно розрахувати точку ввімкнення. Антена має найбільший вхідний опір, який лежить в межах 150-300 Ом, на краях щілин та мінімум в центрі. Проведемо обрахунок:

$W = 4{,}00$ см.

Ефективну діелектричну проникність в антені знаходимо за допомогою (2.2) $\varepsilon_e = 4{,}188$. Реальна довжина вже задана $L = 2{,}65$ см. Розрахунок точки ввімкнення лінії передачі, де опір антени буде приблизно рівний опору ліній.

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} = 0{,}513 \text{ см}$$

Провідність однієї щілини знаходиться за формулою (2.5) $G1 = 1{,}107 \cdot 10^{-3}$,

Взаємний вплив щілин одна на одну теж за формулою(2.5) $G12 = 7{,}297 \cdot 10^{-4}$.

Вхідний опір антени

$$R_{in} = \frac{1}{2 \cdot (G1 + G12)} = 272{,}194 \text{ Ом}$$

Точка ввімкнення нормується на опір лінії 50 Ом.

М.В. Корнійчук, КіВРА 2015

$$R_{in}(y0) = \frac{1}{2\cdot(G1+G12)}\cdot\cos^2\left(\frac{\pi}{L}y_0\right),\ 50 = R_{in}\cdot\cos^2\left(\frac{\pi}{L}y_0\right)^2,\ a\cos\left(\sqrt{\frac{50}{R_{in}}}\right) = 1{,}128$$

$y_0 = \frac{1.128\cdot L}{\pi} = 0{,}951$ см. – відстань від краю антени до точки ввімкнення.

Вносимо цей результат в програмне середовище та проводимо оптимізацію, результат розрахунків зображено на рис. 3.20.

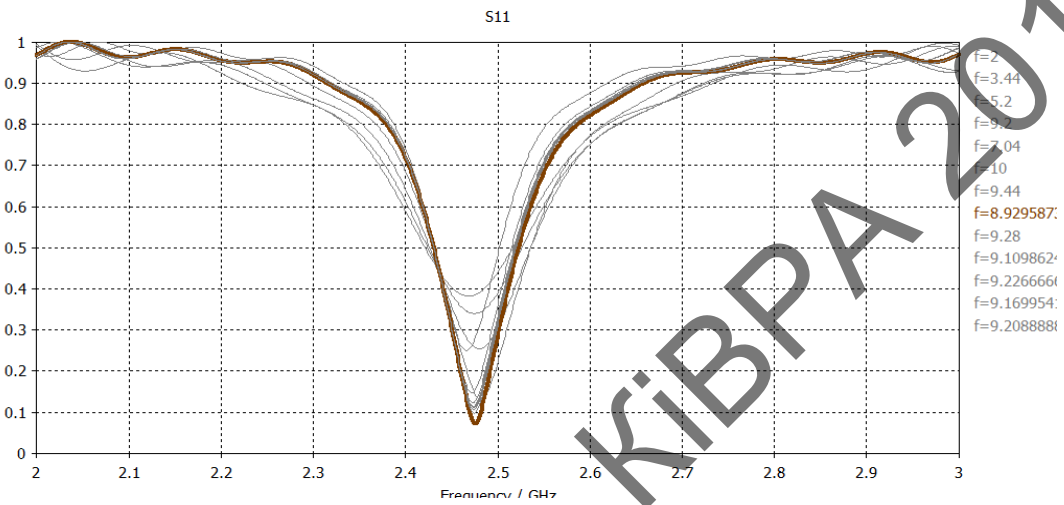


Рисунок 3.20 — Характеристика впливу величини між неоднорідностями на ефективність

З рис. 3.20 видно, що найкращим результатом оптимізації є результат 8,929 мм. На рис 3.21 зображено як саме на топології розташовуються ці точки ввімкнення.

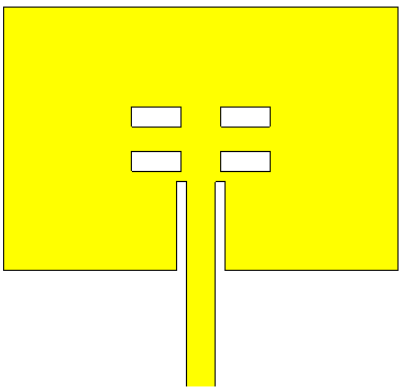


Рисунок 3.21 — Топологія випромінювача з виконаними точками включення

Підставляємо всі отримані значення в програмне середовище та проводимо обрахунок, результат коефіцієнту відбиття показано на рис. 3.22.

М. В. Корнійчук, КіВРА 2015

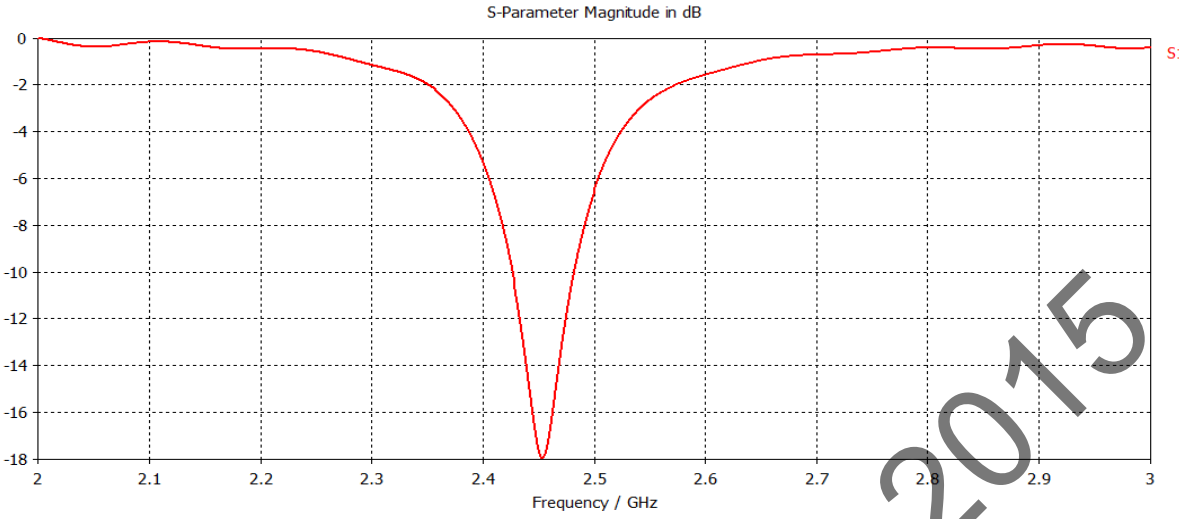


Рисунок 3.22 — Характеристика коефіцієнту відбиття мікросмужкового випромінювача

З рис. 3.22 видно, що характеристика стала більш узгодженою в порівнянні з попередніми результатами рис. 3.17. Далі в цю структуру вносимо тривимірні неоднорідності глибиною 1 мм рис.3.23.

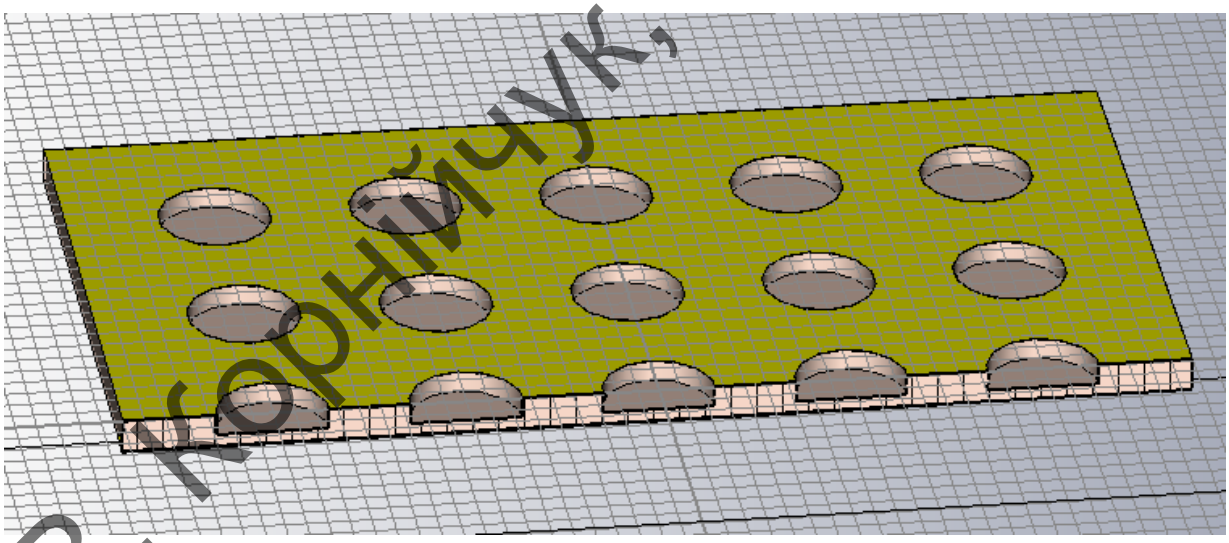


Рисунок 3.23 — Топологія підложки антени з тривимірними неоднорідностями

Проводимо обрахунок структури вже з тривимірними неоднорідностями, отримаємо результат зображений на рис. 3.24.

М. В. Горнійчук, КІВРА 2015

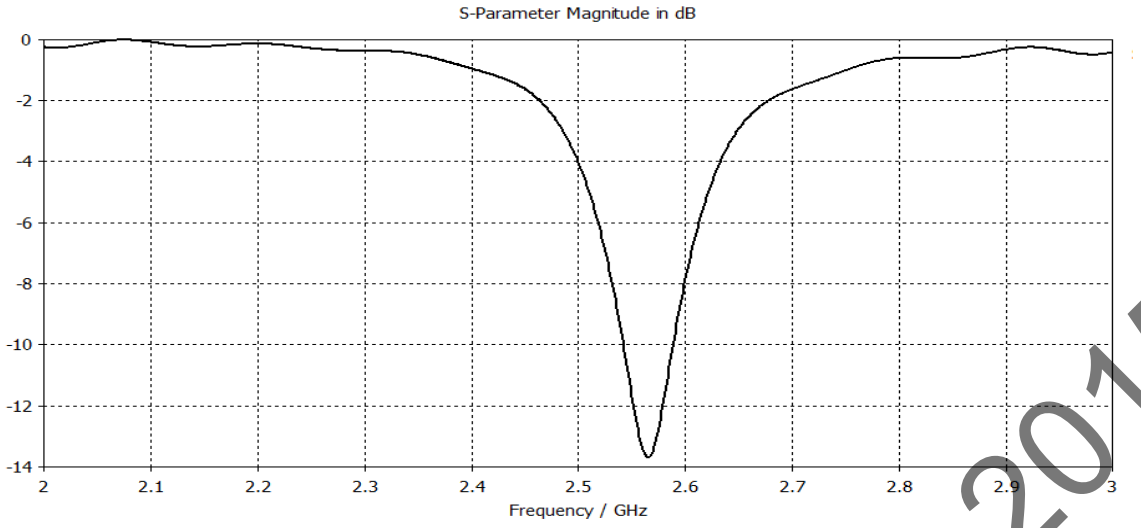


Рисунок 3.24 — Характеристика коефіцієнту відбиття мікросмужкової антени з тривимірними неоднорідностями

З рис. 3.24 видно, що резонансна частота змістилась, для того, щоб налаштувати резонансну частоту на задану величину проведемо оптимізацію, будемо зменшувати ширину випромінювача W, та висоту L. Оптимізація буде проводитись класичним алгоритмом Classic Powell, який є простий та надійний оптимізатор одного чи двох параметрів. Значення W, та L будуть змінюватись в діапазоні ±10%.

Вибираємо найкращі результати оптимізації, результат по W=38 мм, а L=27,747 мм, підставляємо ці числа в програму та обраховуємо рис. 3.25.

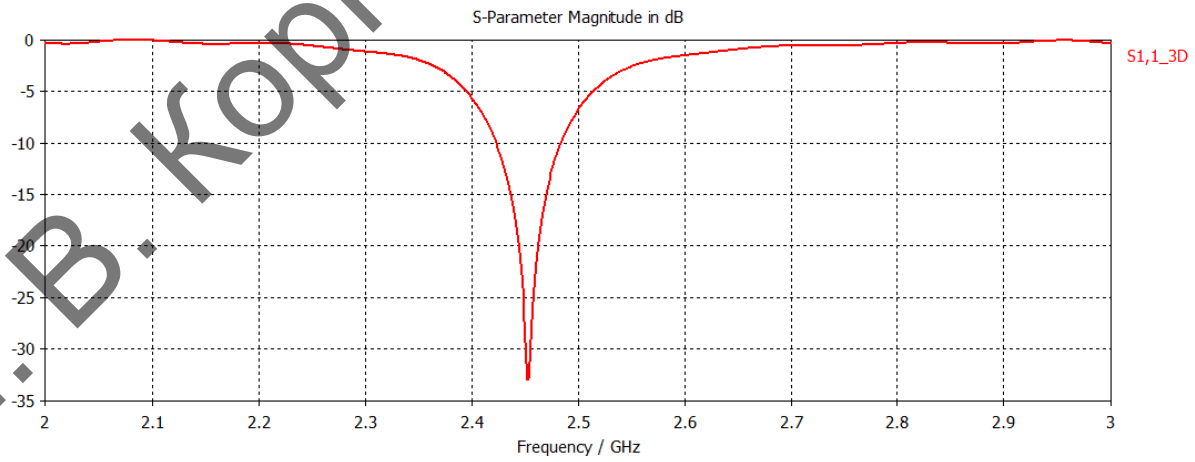


Рисунок 3.25 — Характеристика коефіцієнту відбиття антени з тривимірними неоднорідностями

З рис. 3.25 видно, що глибина характеристики збільшилась в два рази в порівнянні з двовимірною DGS структурою рис. 3.22, з рівня –17,95 дБ до

М.В. Корнійчук, КВРА 2015

рівня -32,98 дБ. Для більш точного порівняння зобразимо ці дві характеристики на одному графіку рис. 3.26.

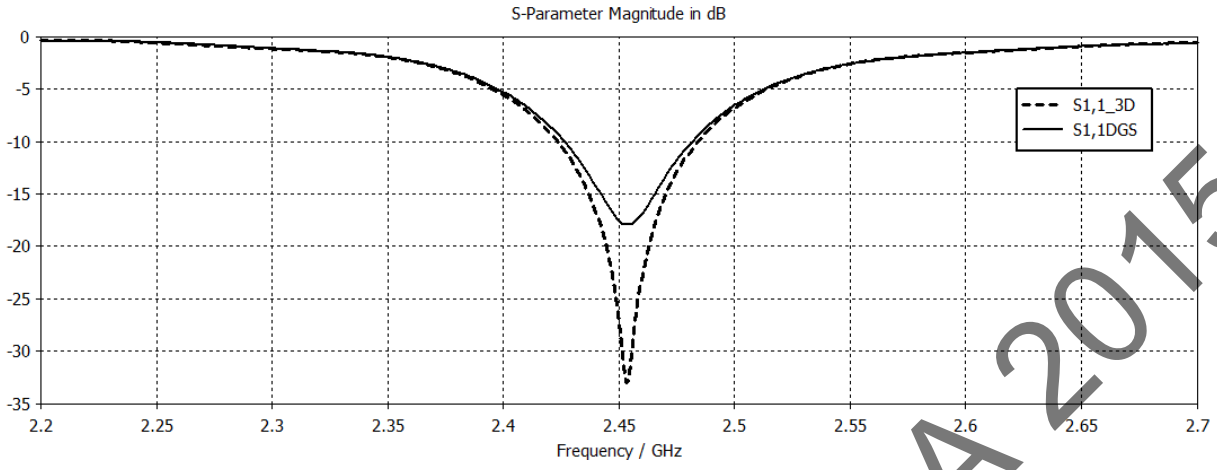


Рисунок 3.26 — Порівняльна характеристика двовимірної DGS структури з тривимірною

З рис. 3.26 видно, що характеристика, яку має тривимірна структура не тільки глибша, але і має ширшу смугу частот. Також, зменшились розміри антени в порівнянні з антеною з тривимірними неоднорідностями рис. 3.27.

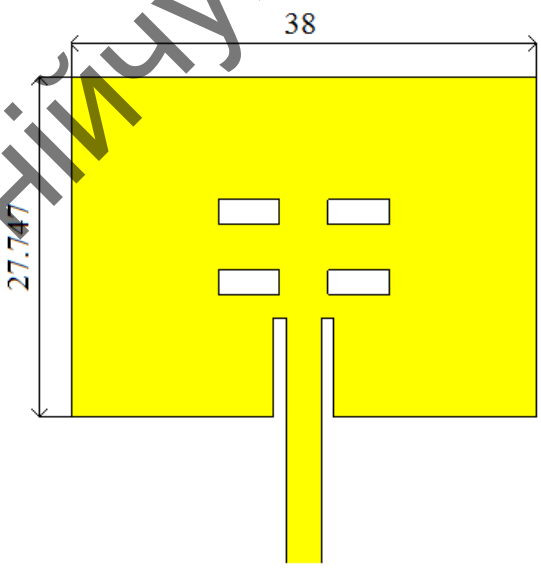


Рисунок 3.27 — Топологія випромінювача антени з тривимірними неоднорідностями

Діаграма направленості антени з тривимірними неоднорідностями розрахована та зображена на рис. 3.28.

М. В. Корнійчук, КІВРА 2015

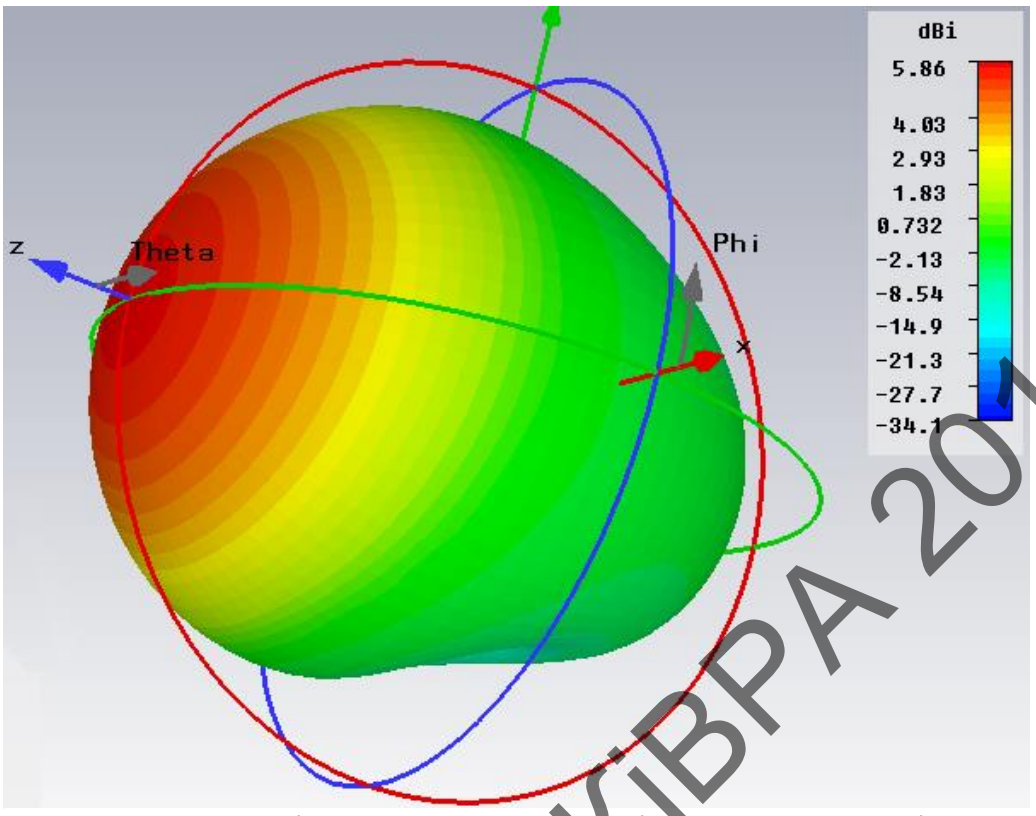


Рисунок 3.28 — Діаграма направленості антени з тривимірними неоднорідностями, 3D вигляд

Також діаграма направленості антени з тривимірними неоднорідностями в полярному вигляді розрахована та зображена на рис. 3.29.

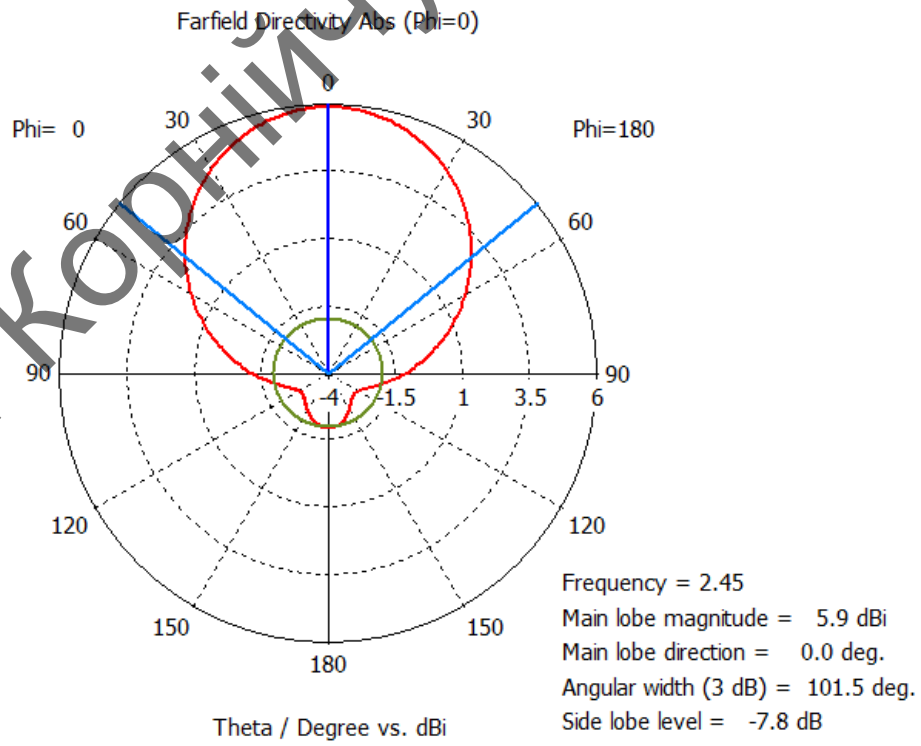


Рисунок 3.29 — Діаграма направленості антени з тривимірними неоднорідностями в полярному вигляді

М. В. Корнійчук, КІВРА 2015

З рис. 3.29 видно, що КНД антени в максимумі складає 5,9 дБ, а ширина променя за рівнем –3дБ складає 101,5˚. При цьому напрям головного випромінювання направлений чітко до нормалі, поверхні підкладки. Порівнюючи характеристики діаграми направленості антен з двовимірними та тривимірними структурами, можна сказати, що характеристика діаграми направленості антени з тривимірними неоднорідностями.

3.4 Висновки

Провівши ряд обрахунків та порівнявши ряд типових антенних конструкції з конструкціями з використанням двовимірних DGS структур, та тривимірними, можна впевнено сказати, що антени з використанням двовимірних структур більш ефективні в порівнянні з класичними мікросмужковими антенами. Впровадження тривимірної структури в мікросжкову антену розширило діапазон з 130 МГц до 220 МГц, що більше в півтора рази. Також, збільшило характеристики коефіцієнту відбиття антени з -16 дБ до -28 дБ. Впровадження тривимірних структур в антену з двовимірними структурами збільшило характеристику коефіцієнту відбиття антени від -17,95 дБ до рівня -32,98 дБ та збільшили коефіцієнт підсилення антени від 3,5 дБ до 5,6 дБ.

М. В. Корнійчук, КІВРА 2015

4 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА У НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

В цьому розділі запропоновані технічні рішення і організаційні заходи щодо захисту персоналу від негативного впливу електромагнітного випромінювання радіочастотного діапазону, розглянуті питання з електробезпеки, виробничої санітарії та безпеки в надзвичайних ситуаціях. Основна увага приділена питанням захисту працюючих від негативної впливу електромагнітного випромінювання від антени. Дослідження роботи моделі проводилися із застосуванням ЕОТ.

Антенна для телекомунікаційних технологій працює у Wi-Fi діапазоні, тому підпадає до класу систем, які випромінюють електромагнітні поля. ГОСТ 12.1.006-84 (СТ СЭВ 5801-86) та ДЕНіП №476 встановлюють допустимі рівні електромагнітного випромінювання (ЕМВ) на робочих місцях персоналу, якій виконує роботу з джерелами ЕМВ та вимоги до проведення контролю.

4.1 Визначення основних потенційно шкідливих та небезпечних виробничих факторів при виконанні науково – дослідної роботи

Основними небезпечними та шкідливими виробничими факторами при виконанні науково – дослідної роботи можуть бути:

– наявність електромагнітного випромінювання радіочастотного діапазону;

– можливість ураження електричним струмом;

– невідповідність параметрів мікроклімату санітарним нормам та правилам;

– група психофізичних факторів: перевантаження фізичне та психологічне;

– підвищений рівень шуму від працюючої витяжної системи вентиляції;

– наявність інфрачервоного випромінювання при проведені пайки;

– можливість виникнення НС та пожежі в робочих приміщеннях.

М.В. Корнійчук, КІВРА 2015

4.2 Технічні рішення та організаційні заходи з безпеки і гігієни та виробничої санітарії при виконанні науково-дослідницької роботи

4.2.1 Оцінка негативного впливу електромагнітного випромінювання радіочастотного діапазону та заходи безпеки

ЕВМ має місце на етапах налагоджування та експлуатації розробленого пристрою. На робочих місцях і в місцях можливого перебування обслуговуючого персоналу, зв'язаного професійним з впливом електромагнітного поля, протягом робочого дня гранично припустима напруженість електричної складової ЕМВ не повинна перевищувати значень (ГОСТ 12.1.006-84).

Частота 2400-2500МГц.

Для визначення інтенсивності електромагнітних полів, що впливають на обслуговуючий персонал, виміри проводять у зоні перебування. Виміри проводять при максимальній потужності випромінювання використаного обладнання. Для виміру інтенсивності ЕМВ спроектованого виробу використовуються прилади, приведені в ДСНіП№239 наприклад, П3-2.

Перевищення напруженості електричного поля у робочих приміщеннях, де проектувався даний виріб і планується здійснювати його виробництво, відсутнє, так як існуючи фактичні рівні ЕМВ значно менше гранично допустимих рівнів (ГДР), приведених в ГОСТ 12.1.006-84 та ДСНіП№476.

Таким чином впроваджених заходів достатньо для забезпечення безпечних умов праці на робочих місцях.

Джерелом випромінювання електромагнітного поля в робочому приміщені може бути як розроблений пристрій, так і інша радіоелектронна апаратура, яка в ньому знаходиться.

Тривалий систематичний вплив на організм людини ЕМП, при інтенсивності вище гранично припустимих може привести до деяких функціональних змін у ньому, у першу чергу в нервовій системі.

Гранично припустимі значення густини потоку енергії ЕМП розраховуються виходячи з вимог ГОСТ 12.1.006-84 та ДСНіП№476.

М. В. Корнійчук. КІВРА 2015

Захист людини від небезпечного впливу електромагнітного опромінення здійснюється рядом способів, основними з яких є:

– зменшення випромінювання безпосередньо від самого джерела;

– збільшення відставні від джерела випромінюванні до робочого місця;

– екранування джерела випромінювання;

– екранування робочого місця;

– поглинання електромагнітної енергії;

– застосування індивідуальних засобів захисту;

– організаційні міри захисту.

Для реалізації цих способів застосовуються: екрани, поглинальні матеріали, атенюатори, еквівалентні навантаження й індивідуальні засоби.

Екрани призначені для ослаблення електромагнітного поля в напрямку поширення хвиль. Ступінь ослаблення залежить від конструкції екрана й параметрів випромінювання. Істотний вплив на ефективність захисту робить також матеріал, з якого виготовлений екран.

Товщину екрана, що забезпечує необхідне ослаблення, можна розрахувати. Однак розрахункова товщина екрана звичайно мала, тому вона вибирається з конструктивних міркувань. При потужних джерелах випромінювання, особливо при довгих хвилях, товщина екрана може бути прийнята розрахунковою. Товщина екрана в основному визначається частотою й потужністю випромінювання й мало залежить від застосовуваного металу.

Дуже часто для екранування застосовується металева сітка. Екрани із сітки мають ряд переваг. Вони проглядаються, пропускають потік повітря, дозволяють досить швидко ставити й знімати пристрої, що екранують.

ГПЕ ЕМП у діапазоні 130 МГц-300 ГГц на робочих місцях персоналу варто визначати виходячи з припустимого енергетичного навантаження на організм з урахуванням часу впливу по формулі:

М. В. Корнійчук, КіВРА 2015

$$ГПЕ_{ГП} = К\frac{ЕН_{ГП}}{Т}$$, де:

$ГПЕ_{ГП}$ — гранично припустиме значення ГПЕ Вт/м^2;

$ЕН_{ПД}$ — нормативна величина енергетичного навантаження за робочий день, рівна 2 $\frac{Вт·год}{м^2}$(2 · 10^6 $\frac{мкВт·год}{м^2}$);

К — коефіцієнт ослаблення біологічної ефективності, який дорівнює 1 для усіх випадків опромінення, крім опромінення від обертових і скануючих антен;

Т — тривалість опромінення протягом робочого дня, дорівнює максимум 4 год.

Максимальне значення $ГПЕ_{ГП}$ не повинне перевищувати 10 Вт/м^2(100 мкВт/см^2). Таким чином, маємо:

$$ГПЕ_{ГП} = К\frac{ЕН_{ГП}}{Т} = 1\cdot\frac{2}{4} = 0{,}5\ Вт/м^2.$$

Інтенсивність у довільній точці робочого приміщення залежить від цілого ряду факторів: від параметрів випромінювача (потужності випромінювання, довжини хвилі, відстані, діаграми спрямованості), від ступеня впливу середовища розповсюдження, а також від розподілу поля поблизу місця знаходження працівників.

Досить строгі методи розрахунку рівня ЕМП - апертурний і струмовий - дозволяє з достатньою точністю оцінити рівень поля, якщо точно задані вихідні дані. Однак створити на їх основі прості інженерні методики практично неможливо через наступні недоліки:

– значної кількості вихідних даних, необхідних для розрахунку;

– складності математичного апарату;

– низької реальної точності розрахунку внаслідок труднощів у природних умовах задовольнити вимоги, пред'явлені до точності вихідних даних.

Таким чином для остаточного визначення рівня електромагнітного випромінювання на робочих місцях слід використовувати вимірювальну апаратуру згідно методик приведених в ГОСТ 12.1.006-84.

М. В. Корнійчук, КіВРА 2015

Розрахунок по формулам, які наведені в ГОСТ 12.1.006-84, буде проводитися для точки, що знаходиться в дальній зоні, оскільки відстань між випромінювачем та робочим місцем (*r*) значно більше довжини хвилі. У нашому випадку *r*=1м>>λ , (частота випромінювання складає 2,45 ГГц).

Так як в нашому випадку нормується густина потоку енергії (*f*> 300 МГц), то без врахування спотворень електромагнітного поля у розрахунковій точці може бути використана наступна формула для розрахунку максимального рівня ГПЕ в разі роботи спроектованого виробу при максимальному рівні вихідної потужності.

$$\text{ГПЕ} = \frac{P_{\max} \cdot G}{4\pi \cdot r^2} \cdot F^2$$, де:

P_{max} — максимальна потужність випромінювання (P_{max} = 50 мВт);

G — коефіцієнт спрямованої дії випромінюючого елементу (7дБ);

r — відстань від випромінюючого елементу до розрахункової точки (1м);

F — коефіцієнт ослаблення, що враховує зміну поля в точці прийому за рахунок додавання прямого і відбитого радіопроменів (в нашому випадку не враховується).

Таким чином,

$$ГПЕ = \frac{P_{\max} \cdot G}{4\pi \cdot r^2} = \frac{50 \cdot 7}{4\pi \cdot 1^2} = 0,29 \; Вт/м^2 .$$

Це значення відповідає допустимим нормам та не більше раніше визначеного гранично припустимого рівня 0,5 Вт/м^2, що не вимагає спеціальних заходів для роботи при налагоджувані даного пристрою.

4.2.2 Електробезпека

Згідно ОНТП24-86 та ПУЕ науково-дослідницька лабораторія відноситься до приміщень без підвищеного ризику. Електроустаткування належить до приладів до 1000 В. Устаткування, що використовується,

М. В. Корнійчук, КІВРА 2015

відповідно до ГОСТ 12.2.007.0-75 належить до устаткування класів 0I, I та II за електрозахистом.

У процесі експлуатації електронно-обчислювального обладнання людина може доторкнутися до частин електроустаткування, які перебувають під напругою. Оцінка небезпеки дотику до струмоведучих частин відноситься до визначення сили струму, що протікає через тіло людини, і порівняння його із допустимим значенням відповідно до ГОСТ 12.1.038-88.

У загальному випадку допустима величина струму, що протікає через тіло людини, залежить від схеми підключення електроустаткування до електромережі, роду й величини напруги живлення, схеми включення.

При виконанні розрахунків для дипломного проекту використовувався системний блок - I і ВДТ - II клас з електрозахисту, що живиться напругою 220 В. Для правильного визначення необхідних засобів та заходів захисту від ураження електричним струмом необхідно знати допустимі значення напруг доторкання та струмів, що проходять через тіло людини.

Напруга доторкання - це напруга між двома точками електричного кола, до яких одночасно доторкається людина. Гранично допустимі значення напруги доторкання та сили струму для нормального (безаварійного) та аварійного режимів електроустановок при проходженні струму через тіло людини по шляху «рука – рука» чи «рука – ноги» регламентуються ГОСТ 12.1.038-88 (табл.4.4 та 4.5).

Таблиця 4.1 Гранично-допустимі значення напруги доторкання $U_{\text{доп}}$ та сили струму $I_{\text{л}}$, що проходить через тіло людини при нормальному режимі електроустановки

Вид струму	$U_{\text{доп}}$, В(не більше)	$I_{\text{л}}$, мА (не більше)
Змінний, 50 Гц	2	0,3
Змінний, 400 Гц	3	0,4
Постійний	8	1,0

Граничнодопустимі значення сили струму (змінного та постійного), що проходить через тіло людини при тривалості дії більше ніж 1 с нижчі за

М. В. Корнійчук, КіВРА 2015

пороговий невідпускаючий струм, тому при таких значеннях людина, доторкнувшись до струмопровідних частин установки, здатна самостійно звільнитися від дії електричного струму.

Таблиця 4.2 Гранично допустимі значення напруги доторкання $U_{доп}$ та $I_л$, що проходить через тіло людини при аварійному режимі електроустановки

Вид струму	Нормоване значення	Тривалість дії струму t, с					
		0,1	0,2	0,5	0,7	0	1,0
Змінний, 50 *Гц*	$U_{доп}$, В	00	50	00	0	0	6
	$I_л$, мА	00	50	00	0	0	
Постійний	$U_{доп}$, В	00	00	50	30	00	0
	$I_л$, мА	00	00	50	30	00	5

Основними технічними засобами, що забезпечують безпеку робіт (згідно ПУЕ-87, ГОСТ 12.1.009-76) є: надійна ізоляція, захисне заземлення, занулення, захисне відключення, засоби індивідуального захисту. У системі трифазних мереж із глухо заземленою нейтраллю, яка використовується у науково-дослідницькій лабораторії, найкращими засобами захисту є: надійна ізоляція струмоведучих частин електроустаткування відповідно до ГОСТ 12.1.009-76 і занулення відповідно до ПУЕ (з'єднання елементів, що перебувають під напругою, із глухо заземленою нейтраллю). Крім того, для заземлення переносних частин обладнання застосовують спеціальне з'єднання.

4.3 Безпека в надзвичайних ситуаціях

Безпека в надзвичайних ситуаціях регламентується ПЛАС (ДНАОП 0.00 – 4.33 – 99). Основними складовими ПАС є розробка технічних та

М.В. Корнійчук, КіВРА 2015

організаційних рішень щодо оповіщення, евакуації та дій персоналу лабораторії у надзвичайних ситуаціях та вирішення задач пожежної безпеки

4.3.1 Вимоги що до організації ефективної роботи системи оповіщення та евакуації виробничого персоналу у разі виникнення надзвичайної ситуації

Для ефективної евакуації на кожному поверсі і в кожному приміщенні будівлі передбачено розміщення плану евакуації і системи сповіщення (СС).

Для підвищення безпеки в надзвичайних ситуаціях (НС) пропонується встановлення СС виробничого персоналу.

Оповіщення виробничого персоналу у разі виникнення НС, наприклад при пожежі, здійснюється відповідно до вимог НАПБ А.01.003-2009.

Оповіщення про НС та управління евакуацією людей здійснюється одним з наступних способів або їх комбінацією:

- поданням звукових і (або) світлових сигналів в усі виробничі приміщення будівлі з постійним або тимчасовим перебуванням людей;
- трансляцією текстів про необхідність евакуації, шляхи евакуації, напрямок руху й інші дії, спрямовані на забезпечення безпеки людей;
- трансляцією спеціально розроблених текстів, спрямованих на запобігання паніці й іншим явищам, що ускладнюють евакуацію;
- ввімкненням евакуаційних знаків "Вихід";
- ввімкненням евакуаційного освітлення та світлових покажчиків напрямку евакуації;
- дистанційним відкриванням дверей евакуаційних виходів;

Як правило, СС вмикається автоматично від сигналу про пожежу, який формується системою пожежної сигналізації або системою пожежогасіння. Також з приміщення оперативного (чергового) персоналу СС (диспетчера пожежного поста) слід передбачати можливість запуску СС вручну, що забезпечує надійну роботу СС не тільки при пожежі, а і у разі виникнення будь-якої іншої НС.

М. В. Корнійчук, КІВРА 2015

Згідно з вимогами ДБН В.1.1-7-2002 необхідно забезпечити можливість прямої трансляції мовного оповіщення та керівних команд через мікрофон для оперативного реагування в разі зміни обставин або порушення нормальних умов евакуації виробничого персоналу.

Оповіщення виробничого персоналу про НС (пожежу) здійснюється за допомогою світлових та (або) звукових оповіщувачів – обладнуються всі виробничі приміщення.

СС повинна розпочати трансляцію сигналу оповіщення про НС (пожежу), не пізніше трьох секунд з моменту отримання сигналу про НС (пожежу).

Пульти управління СС необхідно розміщувати у приміщенні пожежного поста, диспетчерської або іншого спеціального приміщення (в разі його наявності). Ці приміщення повинні відповідати вимогам пунктів 1.6.13, 1.6.14, 1.6.15 ДБН В.2.5-13 "Інженерне обладнання будинків і споруд. Пожежна автоматика будинків і споруд".

Кількість звукових та мовних оповіщувачів, їх розміщення та потужність повинні забезпечувати необхідний рівень звуку в усіх місцях постійного або тимчасового перебування виробничого персоналу.

Звукові оповіщувачі повинні комбінуватися зі світловими, які працюють у режимі спалахування, у таких випадках:

- у приміщеннях, де люди перебувають у шумозахисному спорядженні;
- у приміщеннях з рівнем шуму понад 95 дБ.

Допускається використовувати евакуаційні світлові покажчики, що автоматично вмикаються при отриманні СС командного імпульсу про початок оповіщення про НС (пожежу) та (або) аварійному припиненні живлення робочого освітлення.

Вимоги до світлових покажчиків "Вихід" приймаються відповідно до ДБН В.2.5-28-2006 "Інженерне обладнання будинків і споруд. Природне і штучне освітлення".

СС в режимі "Тривога" повинна функціонувати протягом часу,

М. В. Корнійчук, КіВРА 2015

необхідного для евакуації людей з будинку, але не менше 15 хвилин.

Вихід з ладу одного з оповіщувачів не повинен призводити до виведення з ладу ланки оповіщувачів, до якої вони під'єднанні.

Електропостачання СС здійснюється за I категорією надійності згідно з "Правилами устройства электроустановок" (ПУЭ) від двох незалежних джерел енергії: основного - від мережі змінного струму, резервного - від акумуляторних батарей тощо.

Перехід з основного джерела електропостачання на резервний та у зворотному напрямку в разі відновлення централізованого електропостачання повинен бути автоматичним.

Тривалість роботи СС від резервного джерела енергії у черговому режимі має бути не менш 24 годин.

Тривалість роботи СС від резервного джерела енергії у режимі "Тривога" має бути не менше 15 хвилин.

Звукові оповіщувачі повинні відповідати вимогам ДСТУ EN 54-3:2003 "Системи пожежної сигналізації. Частина 3. Оповіщувачі пожежні звукові".

Світлові оповіщувачі, які працюють у режимі спалахування, повинні бути червоного кольору, мати частоту мигтіння в межах від 0,5 Гц до 5 Гц та розташовуватись у межах прямої видимості з постійних робочих місць.

4.3.2 Обов'язки та дії персоналу у разі виникнення надзвичайної ситуації

У разі виявлення ознак НС працівник повинен:

- негайно повідомити про це засобами зв'язку органи МНС та Державну пожежну охорону, вказати при цьому адресу кількість поверхів, місце виникнення пожежі, наявність людей, а також своє прізвище;
- повідомити про НС керівника, адміністрацію, пожежну охорону підприємства;
- організувати оповіщення людей про НС;
- вжити заходів щодо евакуації людей та матеріальних цінностей;

М.В. Корнійчук, КіВРА 2015

- вжити заходів щодо ліквідації наслідків НС з використанням наявних засобів.

Керівник та пожежна охорона установи, яким повідомлено про виникнення НС, повинні :

- перевірити, чи викликані підрозділи МНС та підрозділи Державної пожежної охорони;
- вимкнути у разі необхідності струмоприймачі та вентиляцію;
- у разі загрози життю людей негайно організувати їх евакуацію та їх рятування, вивести за межі небезпечної зони всіх працівників, які не беруть участь у ліквідації наслідків НС;
- перевірити здійснення оповіщення людей про НС;
- забезпечити дотримання техніки безпеки працівниками, які беруть участь у ліквідації наслідків НС;
- організувати зустріч підрозділів МНС та Державної пожежної охорони, надати їм допомогу у локалізації та ліквідації НС.

Після прибуття на пожежу підрозділів МНС та Державної пожежної охорони повинен бути забезпечений безперешкодний доступ їх до місця, де виникла НС.

4.3.3 Пожежна безпека

У науково-дослідницькій лабораторії знаходиться значна кількість твердих горючих речовин і матеріалів (дерев'яні меблі, пластмасові вироби, гума, папір, що поглинає покриття на стінках). Згідно НАПБ Б.07.005-86 «Визначення категорій приміщень та споруд з вибухопожежної та пожежної безпеки», науково-дослідницька лабораторія відноситься до пожежонебезпечних приміщень категорії В (тверді горючі й важкогорючі речовини й матеріали, речовини й матеріали, які при взаємодії з водою, киснем, повітря або один з одним здатні тільки горіти).

Джерелами загоряння можуть бути електричні іскри, коротке замикання, перевантаження електропроводки, несправність апаратури, паління в приміщенні. Для запобігання пожежі в приміщенні проводяться пожежно-

М.В.Корнійчук, КІВРА 2015

профілактичні заходи: застосування запобіжників в електричних мережах, використання пилонепроникних сполучних і розподільних коробок, а також проводиться інструктаж з техніки пожежної безпеки.

Відповідно до ДСТУ 3675-98 12.4.009-75 та ISO 3941-77 у науково-дослідницькій лабораторії знаходяться два вогнегасника: вуглекислотний типу «ОУ-5» і порошковий «ОП-2». «ОУ-5» розташований на висоті 1,5 м від підлоги поруч із вихідними дверима.

У коридорі знаходяться коробки, у яких знаходиться пожежний кран і рукав, а також знаходиться вогнегасник типу «ОХП-2».

В обох кінцях коридору знаходяться телефонні апарати, над якими знаходяться таблички з номерами телефонів для виклику внутрішньої, а також, якщо потрібно, міської пожежної охорони.

У науково-дослідницькій лабораторії є план евакуації у випадку виникнення пожежі. Максимальна віддаленість робочих місць від евакуаційних виходів і ширина евакуаційних проходів відповідають вимогам СНиП 2.02.02-85 та СНиП 2.01.02-85 та ДБНВ 1.1.7-2002.

У робочому приміщенні виконані всі вимоги НАПБ А.01.001-2004 «Правил пожежної безпеки України».

Рисунок 4.1 — План евакуації людей при пожежі

У разі виявлення ознак пожежі працівник, який їх помітив, повинен:

М. В. Корнійчук, КІВРА 2015

- негайно повідомити про це Державну пожежну охорону за телефоном 01, вказати при цьому адресу кількість поверхів, місце виникнення пожежі, наявність людей, а також своє прізвище;
- повідомити про пожежу керівника, адміністрацію, пожежну охорону підприємства;
- організувати оповіщення людей про пожежу;
- вжити заходів щодо гасіння пожежі з використанням наявних вогнегасників та інших засобів пожежогасіння.

Керівник та пожежна охорона установи, яким повідомлено про виникнення пожежі, повинні :

- перевірити, чи викликано Державну пожежну охорону;
- вимкнути у разі необхідності струмоприймачі та вентиляцію;
- у разі загрози життю людей негайно організувати їх евакуацію та їх рятування, вивести за межі небезпечної зони всіх працівників, які не беруть участь у ліквідації пожежі;
- перевірити здійснення оповіщення людей про пожежу;

Після прибуття на пожежу підрозділів Державної пожежної охорони повинен бути забезпечений безперешкодний доступ їх до місця, де виникла пожежа.

М. В. Корнійчук, КіВРА 2015

ВИСНОВКИ

В результаті аналізу літературних джерел та науково–технічних джерел встановлено, що дослідження двовимірних та тривимірних структур в антенній техніці є актуальним. Пристрої з використанням тривимірних структур суттєво покращують характеристики в порівнянні з звичайні пристроями. Наприклад, двовимірні неоднорідності DGS одні із перших, що розширювали діапазон робочих імпедансів (шляхом зростання зі 100 Ом до ~200 Ом). А тривимірні структури більш ефективні за тривимірні.

В роботі показано, як себе позиціонують антени з двовимірними структурами, в порівнянні з класичними мікросмужковими антенами, для прикладу в звичайні мікносмужковій антені коефіцієнт відбиття був -17дБ при введенні в цю антену двовимірної структури став – 27дБ.

В ході виконання магістерської дисертації було виконано ряд обрахунків та аналітичних порівнянь характеристик типових антен з конструкціями, з використанням двовимірних DGS неоднорідностей та тривимірних. Антени з використанням двовимірних неоднорідностей є більш ефективні в порівнянні з класичними мікросмужковими антенами. Впровадження тривимірних структур в мікросжкову антену розширило діапазон з 130 МГц до 220 МГц, що ширше в півтори рази та збільшили характеристики коефіцієнту відбиття антени від -16 дБ до -28 дБ. Впровадження тривимірних структур в антену з двовимірними структурами збільшило характеристику коефіцієнту відбиття антени від -17,95 дБ до рівня -32,98 дБ, також збільшили коефіцієнт підсилення антени від 3,5 дБ до 5,6 дБ.

М. В. Корнійчук, КІВРА 2015

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Назарько А. І., Частотно-вибірні пристрої на основі електромагнітних кристалів : дис. ... канд. техн. наук : 05.12.13 / Назарько Анатолій Іванович. – Київ, 2012. –140 с. – Бібліогр. : с. 136.

2. Назарько А. И., Нелин Е. А., Попсуй В. И., Тимофеева Ю. Ф. Электромагнитные кристаллы на основе низкоомных неоднородностей // ЖТФ — 2011. — Т. 81, Вып. 5 — С. 142—143.

3. Park J.I., Kim C. S. Modeling of a photonic bandgap and its application for the low-pass filter design // Asia Pacific Microwave Conf Proc. APMC — 1999. — Vol. 2, — P. 331 —334.

4. Yang F., Rahmat-Samii Y. Microstrip antennas integrated with electromagnetic band-gap (EBG) structures: a low mutual coupling design for array applications // IEEE Trans. Antennas Propagat— 2003, — vol. 51, — 10, part 2, — 2936–2946.

5. Yang F., Rahmat-Samii Y. A low profile circularly polarized curl antenna over electro-magnetic band-gap (EBG) surface // Microwave Optical Tech. Lett— 2001., — vol. 31, — №3, — 165 — 168.

6. Weily A. R., Horvath L., Esselle K. P., Sanders B. C., and Bird T. S. A planar resonator antenna based on a woodpile EBG material // IEEE Trans. Antennas Propagat— 2005., — vol. 53, — №. 1, 216—223.

7. Lim, J.S., Y.-T. Lee, C.-S. Kim. A vertically periodicdefected ground structure and its application in reducing the sizeof microwavecircuits // IEEE Microwave Compon. Lett — 2002, — Vol. 12 — No. 12 — 479 — 481,.

8. Oskouei, H. D., K. Forooraghi, and Hakkak M. Guided andleakywave characteristics of periodic defected ground structures // Progress In Electromagnetics Research— 2007, — PIER 73, —15–27.

9. Yang F., Rahmat-Samii Y., Electromagnetic Band Gap Structures in Antenna Engineering / The Cambridge RF and Microwave Engineering Series., — — 2008, — p. 261.

М. В. Корнійчук, КіВРА 2015

10. Yang F.-R.., Ma K.-P., Qian Y., and Itoh T. A novel TEM waveguide using uniplanar compact photonic-bandgap (UC-PBG) structure // IEEE Trans. Microwave Theory Tech — 1999. — vol. 47, — no. 11, — 2092–2100.

11. L. Z. Rahmat-Samii Y. PBG, PMC and PEC ground planes: A case study for dipole antenna // IEEE APS Int. Symp. Dig — 2000. — vol. 4, — pp. —2258–61, Salt Lake City, UT, July 16–21.

12. Mandal., M. K. and S. Sanyal. A novel defected ground structurefor planar circuits // IEEE Microwave Compon. Lett—2006. — Vol. 16, —No. 2, — 93–95.

13. Woo, D.-J., T.-K. Lee, J.-W. Lee, et al. Novel u-slot and v-slot dgss for bandstop filter with improved Q factor // IEEE Trans.Microwave Theory Tech— 2006. — Vol. 54, — No. 6, — 2840–2846,.

14. Ysai, S. N., H. H. Hsin, H. K. Dai, and K. T. Cheng. Arcuate Slot Antenna Assembly // US Patent No. 6373443— 2002.

15. Akhavan, H. G., and Syahkal D. M. Study of coupled slot antennas fed by microstrip lines // The 10th International Conference on Antennas and Progagation — 1999, — 1290–1292,.

16. Kushwaha N. and Kumar R. An UWB fractal antenna with defected ground structure and swastika shape electromagnetic band gap // Progress In Electromagnetics Research B— 2013, — Vol. 52, — 383-403,. .

17. Cocciolo R., F. R. Yang., K. P. Ma, and T. Itoh. Aperture coupled patch antenna on UC-PBG substrate // IEEE Trans. Microwave Theory Tech— 1999, — vol. 47, — 2123–2153,.

18. Aminian A., Yang F., and Rahmat-Sami Y. In-phase reflection and EM wave suppression characteristics of electromagnetic band gap ground planes // 2003 IEEE APS Int. Symp. Dig— 2003, — vol. 4, pp. 430–3, June.

19. Rahman M. and Stuchly M. A. Transmission line – periodic circuit representation of planar microwave photonic bandgap structures // Microwave Optical Tech. Lett— 2001., — vol. 30, — no. 1, — 15–19.

М. В. Корнійчук, КіВРА 2015

20. Balanis, Constantine A., Modern antenna handbook / Constantine A. Balanis —2008, — p.1704.

21. Balanis, Constantine A., Antenna theory: analysis and design / Constantine A. Balanis. – 2nd ed., — 2012, — p. 959.

22. Pozar, David M. Microwave engineering/David M. Pozar.—4th ed. — 2011, p.725.

23. Белокриницкий. А. 802.11ac: что необходимо знать о новом стандарте Wi-Fi, itc.ua [Електронний ресурс] —2015 — http://itc.ua/articles/802-11ac-chto-neobhodimo-znat-o-novom-standarte-wi-fi/. .

24. Liao W.-J., Chang S.-H., and Li L.-K. A compact planar multiband antenna for integrated mobile devices // Progress In Electromagnetics Research, — 2010, — Vol. 109, — 1–16,.

25. Yuehe Ge, Karu P. Esselle, and Trevor S. Bird. A class of multi-arm monopole antennas for multi-band wireless/mobile applications Department of Electronics—2006, — ICS, Macquarie University Sydney, NSW 2109, Australia.

26. Guo Y. X., Luk K. M., Lee K. F., and Chow Y. L. Double U-slot rectangular patch antenna // Electronics Letters,—2008, — vol.34, —no.19, — pp.1805–1806,.

27. Wen P. L., Yang D.H., and Lin Z.D. Compact Dual-Band Planar Inverted-e-Shaped Antenna Using Defected Ground Structure // Hindawi Publishing Corporation International Journal of Antennas and Propagation — 2014, — Article ID 937423, — 10 pages.

28. Kingsley, N., Anagnostou D. E., Tentzeris M., and apapoly merou J. P. RF MEMS sequentially reconfigurable sierpinski antenna on a flexible organic substrate with novel DC-biasing technique // Journal of Microelectromechanical Systems — 2008, — Vol. 16, — No. 5, —1185–1196.

29. Ramadan A. H., Kabalan K. Y., El-Hajj A., Khoury S., Husseini M. Al. A reconfigurable u-koch microstrip antenna for wireless applications // Progress In Electromagnetics Research, — 2009, — PIER 93, p. — 355–367,

М. В. Корнійчук, КіВРА 2015

30. Shahidul A., Mohammad T., Haslina A., Gain Enhancement of a Multiband Resonator Using Defected. // Hindawi Publishing Corporation The Scientific World Journal Volume — 2014, —Article ID 159468, — p.9.

31. Нелин Е.А, Назарько. А.И. Высокоэффективные электромагнитнокристаллические // ЖТФ — 2013. — Т. 83, Вып. 4 — С. 146—148.

М. В. Корнійчук, КІВРА 2015

Додаток А

Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут»

Радіотехнічний факультет

Кафедра радіоконструювання та виробництва радіоапаратури

ПОГОДЖЕНО	**ЗАТВЕРДЖУЮ**
Науковий керівник, доцент кафедри радіоконструювання та виробництва радіоапаратури НТУУ «КПІ»	Завідувач кафедри радіоконструювання та виробництва радіоапаратури НТУУ «КПІ»
_____ А.І. Назарько к.т.н.	_____ Є.А. Нелін д.т.н., професор

ТЕХНІЧНЕ ЗАВДАННЯ
11 грудня 2014 р.

на магістерську дисертацію
за темою: «Антени на основі тривимірних неоднорідностей для телекомунікаційних технологій»

«Antennas based on the three-dimensional inhomogeneities for telecommunication technologies»

Київ 2015

М. В. Корнійчук, КІВРА 2015

1 Підстава для проведення роботи

1.1 Підстава виконання роботи. Завдання на магістерську дисертацію.

1.2 Термін виконання: Початок — 01.09. 2013 р.

Закінчення — 30.06.2015 р.

2 Мета, призначення та вихідні дані

2.1 Галузь використання

Телекомунікаційні технології бездротового зв'язку.

2.2 Об'єкт дослідження — електромагнітні кристали та структури на їх основі.

Предмет дослідження — антени на основі тривимірних електромагнітнокристалічних неоднорідностей.

Мета роботи — використання тривимірних електромагнітнокристалічних неоднорідностей в структурі антен Wi-Fi діапазону для покращення характеристик антен.

2.3 Приблизний зміст магістерської дисертації

ВСТУП

1 ПЕРІОДИЧНІ ЕЛЕКТРОМАГНІТНІ СТРУКТУРИ В АНТЕННІЙ ТЕХНІЦІ

1.1 Історія розвитку періодичних електромагнітних структур

1.2 Електромагнітнокристалічних структури

1.3 Конструкції антен на основі електромагнітнокристалічних неоднорідностей

1.4 Ефективні мікросмужкові неоднорідності

2 МОДЕЛІ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОКРИСТАЛІЧНИХ СТРУКТУР

2.1 Методи аналізу електромагнітних структур

2.2 Шляхи побудови мікросмужкових антен Wi-Fi діапазону

2.3 Стандартизація та регламентація роботи технології Wi-Fi

3 РОЗРОБКА АНТЕН НА ОСНОВІ ТРИВИМІРНИХ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ НЕОДНОРІДНОСТЕЙ

3.1 Побудова візуальної моделі антени в середовищі CST Microwave Studio

3.2 Дослідження характеристик запропонованої структури антени

3.3 Аналіз результатів моделювання конструкції антени

ВИСНОВКИ

2.4 Актуальність виконання дослідження

Електромагнітні кристали та структури на їх основі — це мікросмужкові електромагнітні структури, які широко використовуються останнім часом в світі. Вони представляють значний інтерес через притаманні їм специфічні властивості, що використовуються для задач селекції сигналів і також набувають популярності у використані в антенній техніці. Для задач антенної техніки також набули популярності структури з порушеним шаром заземлення, однак неоднорідності з таких структур поступаються тривимірним електромагнітнокристалічним неоднорідностям, що довели свою ефективність за своїми властивостями. Ці унікальні технології застосовувалася при використанні НВЧ фільтрів. Поєднання тривимірних електромагнітнокристалічних неоднорідностей в мікросмужкових антенах дозволить покращити їх властивості.

М.В. КОРНІЙЧУК, КІВРА 2015

2.5 Вихідні дані для проведення роботи та обґрунтування теми

Підставою для досліджень в рамках магістерської дисертації є попередні результати бакалаврської роботи за цим напрямком. Робочий діапазон частот для дослідження 2-3 ГГц. Вимоги до антени: такі, які висуваються до антен Wi-Fi діапазону.

3 Технічні вимоги до магістерської дисертації

Матеріали та розробки мають бути виконані на достатньому науковому рівні та придатні для практичного використання у науково-технічній галузі, у тому числі в сфері антенної техніки.

Матеріали магістерської дисертації та інші текстові документи подаються на електронному і паперовому носіях за встановленими формами та відповідають сучасним нормам української наукової лексики і оформлюється відповідно до ДСТУ 3008-95 «Документація, звіти у сфері науки і техніки», технічне завдання оформлюється за ДСТУ 3973-2000, література оформлюється відповідно до ДСТУ ГОСТ 7.1:2006.

4 Етапи роботи і терміни її виконання

Назва етапів та їх зміст	Термін виконання	Результат та форма його подання
1. – Узгодження напрямку магістерських досліджень з керівником роботи, планування етапів виконання з відповідним формулюванням завдань; написання технічного завдання. – Предметний пошук літературних джерел за тематикою антенної техніки на основі Періодичних структур в цій галузі, зокрема EBG – Написання першого розділу.	01.09.2013 р. – 30.12.2013 р.	Перший розділ магістерської роботи; Технічне завдання; Звіт за результатами роботи першого семестру.
2. – Обґрунтування вибору методів дослідження, огляд існуючих рішень Wi-Fi антен на основі EBG-структур, а також мікросмужкових структур та на основі DGS. Вибір базового типу антени, на основі проведеного огляду; – Формулювання вимог до антени, що буде розроблена, згідно вимог стандарту IEEE 802.11g (або n); – Створення візуальної моделі базової структури антени, проведення тестових розрахунків.	01.02.2014р. – 31.06.2014р.	Візуальна модель базової структури антени Wi-Fi діапазону; Результати комп'ютерного моделювання тестової структури антени; Друга частина розділу; Звіт за результатами роботи другого семестру.

М.В. Корнійчук, КІВРА 2015

Порівняння отриманих результатів з існуючими на предмет відповідності. Формулювання ідей на покращення характеристик базової структури антени; – Написання другого розділу магістерської роботи — пошук методів та шляхів вирішення поставленої задачі.		
3. – Створення візуальної моделі запропонованої Wi-Fi-антени на основі тривимірних ЕК-неоднорідностей в середовищі CST Microwave Studio; проведення ряду комп'ютерних експериментів; – Написання третього розділу магістерської роботи.	01.09.2015 р. – 20.01.2015 р.	Візуальна модель запропонованої Wi-Fi-антени, частотні залежності антени, що досліджуються, аналіз комп'юторних експериментів; Третій розділ роботи; Звіт за результатами роботи третього семестру.
4. – Заключні дослідження магістерської роботи, формулювання висновків; – Написання статі у «Вісник НТТУ «КПІ». Серія Радіотехніка». – Оформлення тексту пояснювальної записки магістерської роботи, та додаткового матеріалу для захисту роботи. – Створення презентації представлення магістерської дисертації.	01.01.2015 р. – 30.06.2015 р.	Звіт за результатами роботи четвертого семестру. Пояснювальна записка; Презентація результатів магістерської роботи. Стаття у «Вісник НТТУ «КПІ». Серія Радіотехніка»;

Термін виконання роботи: 01.09.13 — 30.06.15 рр.

5 Очікуванні результати

Комп'ютерні тривимірні моделі антени на основі електромагнітнокристалічних неоднорідностей. Аналітичний огляд джерел за тематикою антен для мобільних телекомунікаційних технологій. Написання статті та одних тез доповідей на науково-технічну конференцію. Написання завдання до магістерської дисертації, технічного завдання, пояснювальної записки, створення презентації представлення магістерської дисертації.

М. В. Корнійчук, КІВРА 2015

6 Перелік технічної документації, яка подається в кінці роботи

6.1 Завдання до магістерської дисертації; технічне завдання; пояснювальна записка; презентація.

6.2 Публікації: одна стаття та одна публікація на наукові-технічній конференції.

7 Порядок розгляду та приймання магістерської дисертації

Результати роботи розглядає приймає та оцінює комісія кафедри радіоконструювання та виробництва радіоапаратури.

Виконавець студент гр. РІ-31м	Науковий керівник роботи
_____ М.В. Корнійчук	_____ А.І. Назарько к.т.н.

М. В. Корнійчук, КІВРА 2015